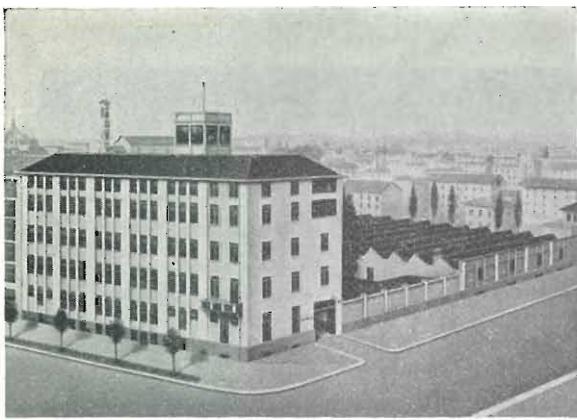
anno XLIII - numero 11 - novembre 1971 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

THOMSON-CSF

transistori, diodi e diodi a capacità variabile al silicio per impieghi civili in applicazioni VHF e UHF

Sede della Società

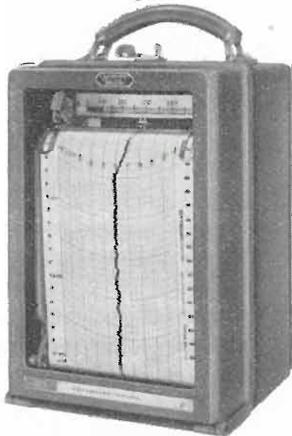
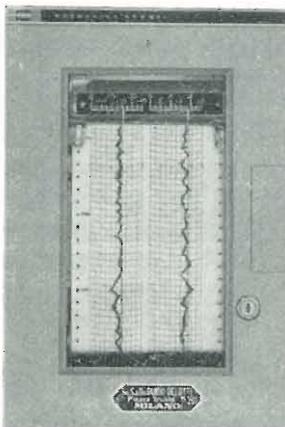
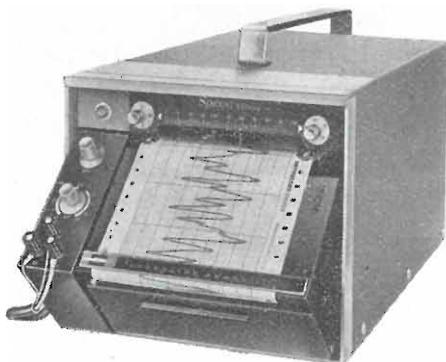
Ing. S. & Dr. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

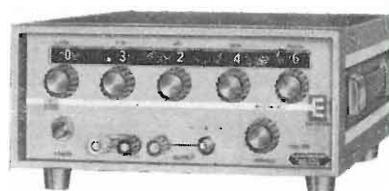
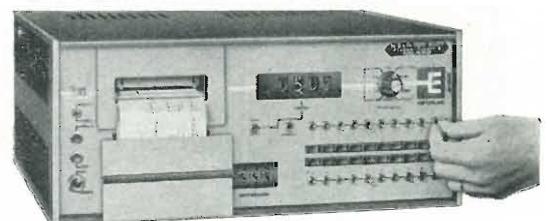
Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - 16121
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79 - 80133

STRUMENTI DI MISURA *ESTERLINE* REGISTRATORI

- PORTATILI E DA QUADRO
- VOLTMETRI
- AMPEROMETRI
- WATTMETRI

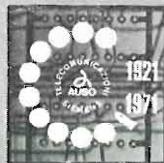
- Generatori di funzioni
- Campione variabile di tensione continua
- Complesso digitale di acquisizione dati
- Pulitori ultrasonici

Milliamperometro registratore portatile

Registratore doppio da quadro

Registratore portatile a risposta rapidissima

Generatore di funzioni

Campione variabile di tensione continua

Complesso digitale di acquisizione dati

LABORATORI PER RIPARAZIONI E RITARATURE STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Televisore portatile
completamente transistorizzato
con batterie
e ricarica batterie incorporati
funziona anche
con batteria esterna
e rete (125 - 160 - 220 V)
gruppo integrato con sintonia
a diodi a varicap
preselezione a pulsanti
stabilizzatore di tensione
incorporato
presa per auricolare

CHINAGLIA

Una tradizione di qualità e di progresso tecnico

Portate 59
20.000 Ω/V cc - ca

Portate 56
40.000 Ω/V cc - ca

Portate 51
200.000 Ω/V cc

CORTINA analizzatore universale con dispositivo di protezione e capacimetro

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1 40 µA.
OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne: lettura da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125 - 220 V; portate 10 - 100 MΩ.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

Acc	50	500 µA		5		50 mA		0,5	5 A
Aca		500 µA		5		50 mA		0,5	5 A
Vcc	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	150 V (30KV)*	
Vca		1,5	5	15	50	150	500	150 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	150 V	
Ωcc	da —20 a +66 dB								
dB	1	10		100 KΩ		1	10		100 MΩ
Ωca		10		100 MΩ					
pF	50.000			500.000 pF					
µF	10	100		1.000	10.000		100.000 µF		1 F
Hz	50		500		5000 Hz				

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

CORTINA MAJOR analizzatore universale ad alta sensibilità. Dispositivo di protezione, capacimetro e circuito in ca. compensato.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5.
CAPACIMETRO a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.
BOCCOLE di contatto di nuovo tipo con spine a molla, cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

V cc	420 mV	1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(30KV)*
V ca	3	12	30	120	300		1200 V		
A cc	30	300 µA	3		30 mA	0,3	3 A		
A ca	300 µA	3		30 mA	0,3	3 A			
Output in dB	da —10 a +63								
Output in VBF	3	12	30	120	300	1200			
Ω cc	2	20	200 KΩ	2	20	200 MΩ			
Ω ca	20	200 MΩ							
Cap. a raettanza	50.000	500.000 pF							
Cap. balistico	10	100	1000		10.000	100.000 µF		1 F	
Hz	50	500	5000						

* mediante puntale ad alta tensione AT 30 KV a richiesta.

DINO analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Dispositivi di protezione e alimentazione autonoma a pile.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO Cl. 1 - 40µA 250 Ω tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
CIRCUITO ELETTRONICO a ponte bilanciato realizzato con due transistori ad effetto di campo FET che assicura la massima stabilità dello zero. Alimentazione a pile (n. 1 pila da 9 V).
VOLTMETRO IN CC elettronico. Sensibilità 200.000 Ω/V.
VOLTMETRO IN CA realizzato con quattro diodi al germanio collegati a ponte, campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20.000 Ω/V.
OHMMETRO elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pile interne.
CAPACIMETRO balistico da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettronici della serie professionale.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 KHz - 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz. (Solo nella verisone « DINO USI »).

A cc	5	50 µA		0,5		5	50 mA		0,5	5 A
A ca				0,5		5	50 mA		0,5	5 A
V cc	100mV	0,5	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ca				5	15	50	150	500	1500 V	
Output in V BF				5	15	50	150	500	1500 V	
Output in dB	da —10 a +66 dB									
Ω	1	10		100 KΩ			1		10	1000 MΩ
Cap. balistico	5	500		5000		50.000			500.000 µF	5 F

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 30 KV.

CHINAGLIA **ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.**
Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

E' possibile vedere 2 mV/div-10 MHz ad un basso prezzo?

Sì, con il nuovo oscilloscopio **portatile** PHILIPS PM 3200, preciso e semplice

Il PM 3200 rappresenta un notevole passo in avanti nella progettazione di un oscilloscopio a basso costo ma di alte prestazioni, di precisione e di facile impiego. Tutto ciò ad un prezzo pari a metà di quello che vi aspettereste di pagare.

Aumentate prestazioni. Misura qualsiasi segnale su una scala dei tempi fra 100 ns/div. e 0,5 s/div. Consente l'osservazione senza distorsioni di segnali di pochi millivolt o di parte di oscillogrammi la cui ampiezza è pari a 3 volte l'altezza dello schermo. Adatto per la maggior parte delle misure di routine.

Facilità di funzionamento. È possibile eseguire una misura con una traccia stabile subito dopo l'accensione; instabilità, rumore e deriva sono eliminati in tutte le normali applicazioni da un amplificatore di nuovo progetto. Bilanciamento c.c. automatico; nessun comando da regolare.

Trigger automatico. Il livello di sincronizzazione viene ricavato dal segnale e consente un funzionamento più facile e più rapido; nessun comando continuo da regolare. La base dei tempi rimane stabile fino a frequenze oltre i 10 MHz.

Portatile. Il PM 3200 è compatto, robusto e sicuro. Funziona con rete c.a., con sorgente c.c. a 24 V o con batterie ricaricabili da fissare posteriormente allo strumento.

Unico nel suo genere. L'oscilloscopio PHILIPS PM 3200 costituisce un nuovo termine di paragone per prestazioni da 0 a 10 MHz. Nuove possibilità d'impiego in tutti i campi d'applicazione, nei laboratori, nell'assistenza ad impianti ed apparecchiature, nella produzione e nell'insegnamento.
Per ulteriori informazioni richiedete le caratteristiche dettagliate.

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

STRUMENTI E APPARECCHI DI MISURA

PHILIPS

E' USCITO

Lo ZeroZerolibro

SPIONAGGIO ELETTRONICO

L'uso di dispositivi d'intercettazione o di disturbo era, sino a poco tempo fa, a portata di pochi, poiché si trattava di apparecchi molto costosi, costruiti, quasi su commissione, da tecnici-artigiani. I clienti esclusivi erano le agenzie di investigazione, la polizia e i servizi di sicurezza oltre alle grandi industrie per lo spionaggio e il controspionaggio industriale.

Con la diffusione — diremmo quasi al livello « consumistico » — dei transistori e dei ridottissimi circuiti elettrici che impiegano transistori, l'elettronica ha ora reso accessibile anche ai privati e ai dilettanti in vena di « fare la spia », la costruzione e quindi l'uso dei dispositivi necessari a seguire una conversazione, a proteggersi da eventuali controlli, a registrare tutto ciò che vien detto in un ambiente, in una parola, a « mettere il naso » nelle faccende altrui.

Lasciando da parte, per il momento, ogni valutazione sul carattere negativo di questo aspetto dello spionaggio, si può ridimensionarne la portata d'applicazione, osservando che anche in casa, per un uso inoffensivo, un dispositivo di controllo può aiutare molto: per sorvegliare a distanza i giochi o il sonno dei figli, ad esempio, per avere notizie in ogni momento, quando si sia bloccati in un locale, su ciò che accade nel resto della casa, per difendersi dai ladri e dai malintenzionati...

Nel libro **« Spionaggio elettronico »** vengono passati in rassegna tutti i possibili strumenti della perfetta spia: dalla « cimice » introdotta nel microfono del telefono, che trasmette le conversazioni a una notevole distanza tramite una normale radio, appena modificata; dalla borsa diplomatica che contiene una centrale di registrazione e trasmissione dei minimi rumori e di tutte le voci di un ambiente, sino alla chitarra trasformata in modo da diffonderne il suono amplificato in altri ambienti, come se provenisse da una chitarra elettrica; dal microfono eccezionalmente fedele che riesce, pur essendo piccolissimo, a captare e quindi diffondere a distanza le voci di persone in movimento e anche le parole susurrate.

Di questi e di altri più raffinati dispositivi nel libro si elencano e si descrivono il funzionamento, la costruzione pratica — con la rassegna precisa di ciò che occorre e dello schema elettrico da seguire — e la messa a punto, con una serie di consigli dettagliati e di uso immediato che aiutano l'aspirante spia.

I « pezzi » che occorrono sono tutti esistenti in commercio e poco costosi.

Questo volume tratta i dispositivi per lo spionaggio: **la Casa Editrice il Rostro ha già in preparazione,** a tale proposito, un **secondo volume,** che insegnerà a difendersi da eventuali intromissioni altrui e **che insegnerà,** quindi, **come si fa il controspionaggio.**

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 11 - novembre 1971 - anno XLIII

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

EDITORIALE

di A. Nicolich

Il terzo volto della TVC

Il fratellastro del nostro bisarcavolo possedeva un quadro, che visto da sinistra (senz'alcun riferimento politico) riproduceva l'effige di Garibaldi, mentre visto da destra presentava le sembianze, non precisamente apollinee, di Vittorio Emanuele II. Il ricordo di quella bifronte decorazione murale ci ha suggerito un parallelo con la TVC in Italia. Infatti, fino a ieri, la TVC presentava due aspetti ben definiti: quello tecnico e quello politico; due volti « impressi nella nostra mente non meno che lo sia l'aspetto dei nostri più familiari » (il rumore sinistro che avete avvertito è dovuto alle contrazioni spasmodiche di A. Manzoni nell'urna macabra), perché dalla nostra edizione materna in poi abbiamo con essi sempre convissuto in armonica dimestichezza, e nella loro contemplazione estatica seguiteremo fino al ciglio del fatal « foppone ».

Orbene, disponendoci sull'asse perpendicolare al piano dell'imago, la TVC ci ha rivelato un nuovo sembiante, il suo terzo volto: quello economico. Senza ricorrere ad un « computer » digitale, ognuno, valuta agevolmente il numero delle permutazioni, disposizioni, combinazioni dei tre genietti, di cui dispone ora il Ministro delle telecomuncazioni, per dimostrare, con agilissime prestidigitazioni, l'intempestività del discorso sulla crominanza televisiva nel calcareo stivale. Nitro, bitume, lava e magma incandescente! Esclama l'opposizione con le fauci foggiate a estintore schiumogeno (in realtà, le sue esclamazioni sono assai più blasfeme). Di tra sulfurei vividi vapori emergendo, noi consideriamo con nordica imperturbabilità il terzo volto della TVC: la questione economica giganteggia sulle altre questioni. Con eccessiva faciloneria, il ciarlatore suadente dichiara che tutto è pronto per la TVC, che la RAI-TV dispone a far tempo dal diluvio universale dei mezzi tecnici più avanzati e con esuberante dovizia. Ci è piaciuto di volgere i bulbi oculari su ciò che si è fatto all'estero per esercire la TVC. Con superiore cortesia la ITA inglese (Indipendent Television Authority) ci ha sciorinato sotto l'appendice facciale rilevata un chilometrico elenco di costruzioni nuove comprendenti modernissimi studi, centri di registrazione, centri telecinematografici, laboratori, stazioni trasmittenti automatiche, società satelliti generatrici di programmi, centri dell'eurovisione etc., costituenti una rete colossale tale da intimidire anche i più duri; volevamo portarci a casa per ricordo la torre alta 275 m. con sovrapposta antenna issata a 56 m. dalla sommità della torre, ma dovemmo rinunciare, perché era un po' pesante.

Tutto ciò non basta ancora; le costruzioni nuove si aggiungono a quelle « non pur mo' » ultimate; ferve ovunque il rinnovamento delle attrezzature d'ieri divenute irrimediabilmente obsolete. Ovunque un Ente gestisce la TVC, esistono impianti ciclopici, reti capillari di diffusione, organizzazioni sbalorditive. E' pensabile che la RAI-TV possa sfoderare tutto questo? E se per farlo esigesse un aumento del canone di abbonamento, che cosa avverrebbe? Ve lo diciamo noi: avverrebbe che gli Italiani dichiarerebbero immantinente l'inanità della TVC, asserendo, con ferma convinzione, che è meglio farne a meno, perché provoca oftalmie oculari.

Ma se il Governo non interviene, che cosa ci sta a fare? (questa domanda è valida anche in altri campi di applicazione). Se interviene, le sorti della RAI-TV sono minacciate alla base; è quindi giusto ponderare, vagliare, progettare in codice fortran e coi reticoli PERT, per non abbattere i piloni che, bene o male, qualche smagata immagine finiscono per irradiarla.

Sia palese che quanto andiamo dicendo non ci è strappato da una forma evoluta moderna di tortura, di fronte alla quale l'acciecamento da ferro rovente e il dilaceramento di lembi muscolari non possono che promuovere un luminoso sorriso, ma ci è suggerito da una realistica situazione facile preda del tatto e dell'allappamento e concretantesi nel corucciato, ma sincero terzo volto della TVC.

Coroniamo il « suscipienda televisio » col celeste invito, che pervade l'eletto spirito d'ineffabile serenità: manibus oh date lilia plenis, di virgiliana memoria, per preparare una zana cinta delle più profumate fanerogame, alla TVC se un giorno lontano si compiacesse di sorgere.

a cura di A. Longhi

Sintonia senza parti in movimento

di L. Feldman

Negli ultimi anni, i sintonizzatori MF ed MF stereo progettati per l'uso in apparati di alta fedeltà hanno raggiunto livelli di perfezione che dieci anni fa neppure ci si sognava. I valori di sensibilità si sono accostati ai limiti teorici di rumore e non sembra che possano essere ulteriormente migliorati, perchè tali limiti, dovuti a costanti fisiche, esistono. La selettività ha recentemente ricevuto importanti miglioramenti grazie ai filtri a cristallo e ceramici, che consentono di ottenere curve di banda passante, che un tempo erano ritenute come « ideali di libri di testo » (curve di risposta a FI). L'uso dei transistori a effetto di campo (FET) nei circuiti di entrata dei sintonizzatori ha reso possibile ai progettisti di ridurre le risposte spurie e i prodotti della modulazione incrociata, che per l'addietro degradavano i sintonizzatori a stato solido a livelli bassi o anche più bassi di quelli dei migliori apparecchi con triodi montati in circuito cascode degli anni scorsi. La separazione tra i canali in stereofonia a MF è spesso migliore delle prescrizioni imposte dalla FCC per le caratteristiche delle stazioni a MF.

Quindi non deve sorprendere se si trova che gli sforzi dei tecnici sono ora rivolti ad ambiti di prestazioni non in rapporto diretto con le « prescrizioni », ma di grande importanza e convenienza per l'utente definitivo. Una delle più interessanti innovazioni in questo campo è il passaggio alla sintonia elettronica su tutte le frequenze in MA ed in MF nei recenti sintonizzatori e ricevitori di fabbricanti lungimiranti nel campo dei componenti di alta fedeltà e anche di alcuni costruttori nell'ambito di radioricevitori da tavolo e di autoradio «di fedeltà non molto alta » dell'industria. Per la chiarezza, la sintonia totale delle frequenze negli apparecchi radio MA e MF o nei sintonizzatori è, naturalmente « elettronica ».

Allo scopo di dare un rapido sguardo, per coloro che hanno dimenticato i principi riguardanti la sintonizzazione di una stazione usando il circuito supereterodina, si fa riferimento alla fig. 1. I componenti o blocchi del disegno sono validi tanto se si parla di MA quanto di MF (solo le frequenze sono diverse); un esempio di frequenza di una stazione ricevuta in ciascuna banda è numericamente illustrato nello schema. La prima casella, segnata RF, è un amplificatore, che svolge la doppia funzione di amplificare e selezionare il segnale desiderato fra la miriade di radioonde presenti in prossimità dell'antenna ricevente. La funzione di selezione dell'elaborazione segnali si ottiene usando uno o più (talvolta fino a 5 o 6) circuiti accordati, detti anche circuiti risonanti che, senza insistere sulla loro complessità circuitale, si possono sempre risolvere in una combinazione di L (induttanza), C (capacità) ed R (resistenza), come indicato in fig. 2. Dopo aver risolto il circuito accordato in questi semplici componenti, la formula della frequenza incidente, alla quale questo circuito risuonerà (o tenderà a selezionare) è $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$, in cui L rappresenta l'induttanza (misurata in Henry) e C rappresenta la capacità (misurata in Farad). Il valore di R determina solo « quanto » è selettivo il circuito, quindi non appare nella formula della frequenza.

La seconda casella della fig. 1 contiene anch'essa un circuito accordato, ma è accordato ad una frequenza superiore a quella della stazione desiderata. La sua funzione non è quella di « selezionare », ma quella di « oscillare », ossia di generare un segnale di frequenza sua propria, sempre distanziato in frequenza dal segnale incidente desiderato di una stessa quantità (10,7 MHz, nel caso dei sintonizzatori MF, 455 kHz nel caso dei sintonizzatori MA).

Nella casella 3 di fig. 1, il segnale incidente selezionato e amplificato viene « mescolato » o « eterodinato » con il

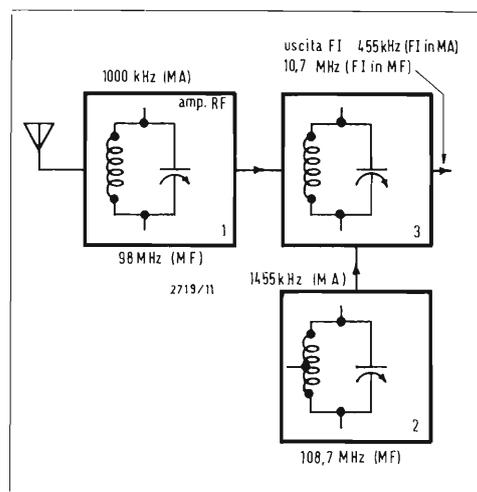
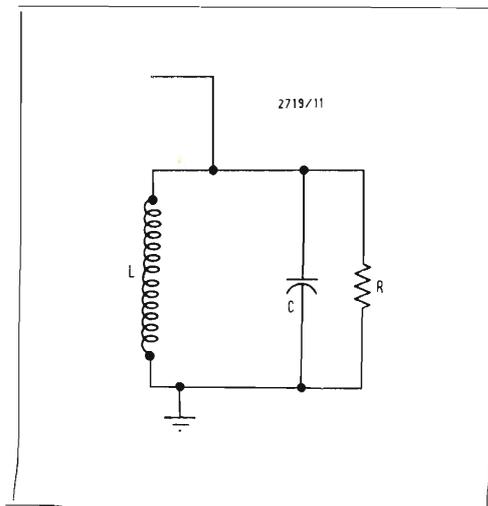
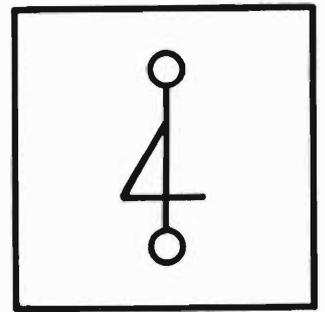



Fig. 1. Blocchi fondamentali di un sintonizzatore MA o MF contenenti circuiti accordati formati da componenti L e C.

Fig. 2. Circuito equivalente di un qualsiasi circuito accordato a risonanza in parallelo.
La frequenza di risonanza è determinata dai valori di L e C, mentre Q è funzione della resistenza equivalente R.

segnale oscillante generato localmente, per produrre un segnale differenza noto come frequenza intermedia (FI). Nel processo si genera pure un segnale somma, ma questo viene completamente eliminato da vari circuiti accordati negli stadi a FI, che scelgono solo il segnale a frequenza differenza desiderato.

Dalla formula sopra riportata, si può ragionevolmente dedurre che per variare la frequenza di uno dei circuiti accordati presenti nei circuiti di un sintonizzatore, basta variare o l'induttanza, o la capacità e poichè entrambi questi elementi appaiono al denominatore nella formula, un aumento del valore dell'una o dell'altra provoca una diminuzione della frequenza di risonanza, e viceversa una diminuzione di L o di C provoca un aumento della frequenza di risonanza. Mentre certi sintonizzatori sfruttano un'induttanza variabile per variare la frequenza dei diversi circuiti accordati (questa pratica era molto comune in molte autoradio ed anche in alcuni sintonizzatori MF negli anni scorsi), un numero di apparecchi di gran lunga maggiore faceva uso di condensatori variabili per effettuare la sintonia o funzione di variazione della frequenza. Un condensatore variabile è rappresentato simbolicamente in fig. 3 e la sua figura è molto confacente, poichè il dispositivo è realmente una coppia di lamine (o 2 gruppi di lamine) isolate elettricamente tra loro e capaci di essere portate a distanze variabili l'una rispetto all'altra (ruotando una lamina, o uno dei due gruppi di lamine, dentro e fuori di una posizione intercalata rispetto all'altra lamina fissa, o all'altro gruppo di lamine fisso).

Fig. 3. Rappresentazione simbolica di un condensatore variabile; il simbolo ne ricorda la costruzione.

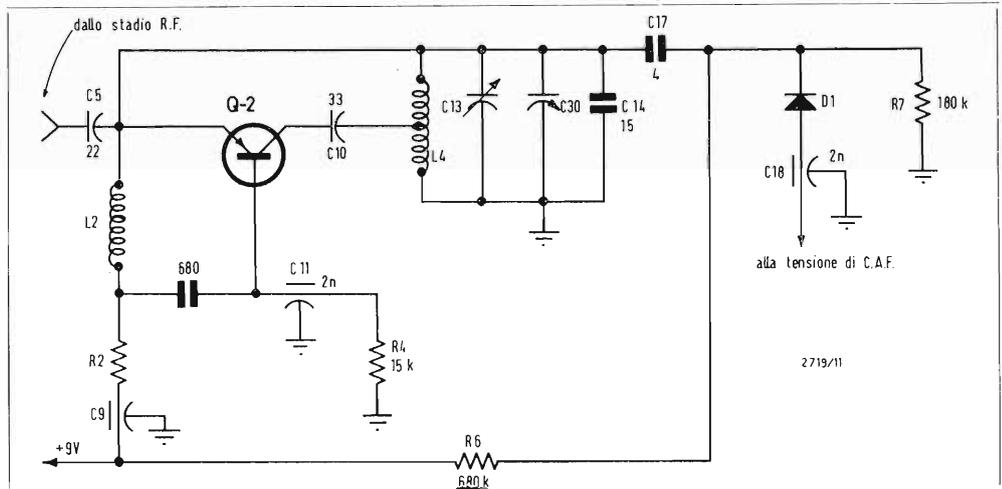
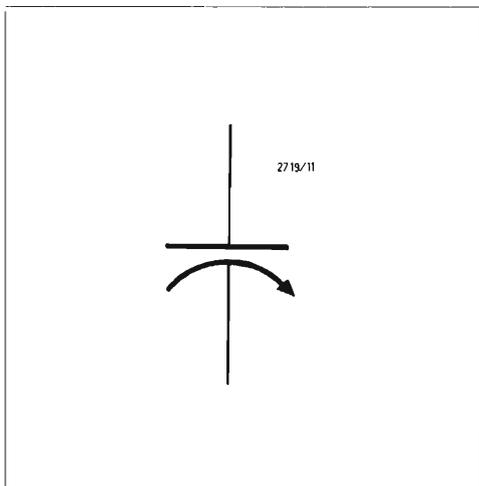



Fig. 4. Stadio convertitore, che utilizza un regolare condensatore variabile e condensatori fissi per l'accordo dell'oscillatore locale.

È la variazione della posizione relativa dei gruppi di lamine tra loro, che fa variare il valore di C. Normalmente il gruppo rotante di lamine è accoppiato all'albero in modo da essere successivamente accoppiato ad una fùnicella della scala, all'indice della scala e alla manopola della sintonia. Allora, quando sintonizzate il vostro ricevitore con la manopola, se il ricevitore è equipaggiato con condensatore variabile, voi variate semplicemente la posizione relativa del gruppo mobile di lamine rispetto al gruppo fisso.

Diodi come condensatori

L'eliminazione del condensatore variabile come mezzo principale per l'accordo sulle radio frequenze desiderate è stato reso possibile dalla comparsa di un tipo di diodo molto speciale generalmente chiamato diodo « varactor ». Attualmente questi diodi, che si comportano analogamente ad una capacità di uno specifico valore quando si applica loro una certa « polarizzazione » inversa vengono usati su vasta scala nei circuiti di apparecchi destinati al pubblico. La fig. 4 rappresenta un semplice stadio convertitore MF, in cui un transistore svolge la doppia funzione di oscillatore locale e di mescolatore. Le costanti del circuito dell'oscillatore locali consistono nell'induttanza L_4 e nella capacità C_{30} in parallelo a C_{13} (un condensatore compensatore usato per la sintonia fine, oltre al condensatore principale variabile C_{30}) e a C_{14} (un condensatore fisso necessario per stabilire i valori minimo e massimo della capacità totale quando C_{30} è fatto ruotare dalla sua posizione chiusa a quella aperta. Si noti inoltre che c'è un altro circuito composto da C_{17} in serie con il diodo D_1 in parallelo a tutti i precedenti componenti. Un elettrodo di questo diodo ha applicata una polarizzazione « positiva o inversa » dovuta alla presenza del divisore di tensione formato da R_6 e R_7.

Poichè il diodo è polarizzato in senso inverso ossia in modo non conduttivo e non scorre corrente continua, la tensione inversa continua si calcola facilmente: $9 \cdot 180/(680 + 180) \cong 1{,}85$ V c.c. A questa tensione inversa il diodo ha una certa quantità di capacità della giunzione.

Per discutere, poniamo che questa capacità sia 4 pF. La capacità aggiuntiva agente nel circuito risonante risulta dalla combinazione in serie di C_{17} e di D_1, cioè più di 2 pF. Si noti inoltre che l'elettrodo anodico del diodo è collegato alla tensione di « CAF » (controllo automatico di frequenza), tensione che è zero quando le stazioni sono perfettamente sintonizzate, ma che diviene leg-

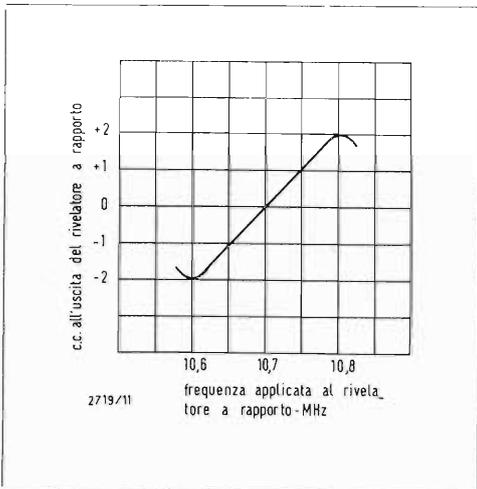



Fig. 5. La tensione continua variabile all'uscita del rivelatore MF viene usata per correggere automaticamente la sintonizzazione inesatta delle stazioni.

germente positiva se il sintonizzatore è accordato un poco troppo alto in frequenza. Con una tensione leggermente positiva all'anodo del diodo (diciamo 1 V), il potenziale netto ai capi del diodo diviene ora 0,85 V. La capacità effettiva della giunzione diviene maggiore, arriverà forse a 6 pF. Ora l'extra contributo capacitivo di C_{17} e D_1 in serie assomma a 2,4 pF (4 × 6/10). La capacità complessiva nel circuito risonante totale è perciò maggiore; ciò significa che l'oscillatore locale tenderà a oscillare ad una frequenza un poco più bassa, compensando il nostro accordo del sintonizzatore fuori frequenza sul « lato alto » in primo luogo. Ciò è esattamente quello che si suppone il CAF sia capace di fare. Se noi avessimo dissintonizzato sotto la frequenza giusta, la tensione di CAF sarebbe stata leggermente negativa all'anodo di D_1, provocando una più grande polarizzazione inversa ai capi del diodo, una minor capacità di giunzione, una minor capacità totale del circuito risonante ed una frequenza risultante dell'oscillatore locale più alta, come occorre per « spingere » la stazione ricevuta indietro verso la corretta sintonia.

Il caso illustrato è caratteristico dei circuiti di CAF, che sono stati usati da molti anni. La tensione variabile applicata ai capi del diodo, per aiutare a riportare la frequenza dell'oscillatore locale indietro dove occorre è ricavata dalla tensione c.c. di uscita del rivelatore a rapporto, o del circuito discriminatore della sezione FI-MF, uscita che è esattamente il genere appropriato di escursione in più o in meno intorno al punto centrale per lavorare in modo del tutto comodo con questo dispositivo, come è mostrato in fig. 5. Si ricordi che 10,7 MHz è la frequenza FI centrale desiderata. Una sintonia scorretta sulla scala (e cioè dell'oscillatore locale) conduce a frequenze o sopra, o sotto questo numero, come indica la fig. 5; tale scostamento dalla frequenza centrale provoca tensioni o positive, o negative all'uscita del rivelatore, che vengono poi usate come tensioni di CAF nel modo sopra descritto. In modo spicciolo, perciò, i sintonizzatori sono stati accordati da una tensione continua variabi, leda lungo tempo. Sembrerebbe un passaggio molto semplice l'andare da questa parte minima di sintonia (cioè solo di autoregolazione) alla piena sintonia dell'intero apparecchio, proprio variando la tensione applicata al diodo. Per capire perchè il passo non era così breve, si consideri l'entità della variazione di capacità richiesta per coprire la banda MF (da 88 a 108 MHz) ed anche la più difficile banda della MA (da 535 kHz a 1605 kHz). Nel primo caso il rapporto delle frequenze massima e minima (tenere conto dei margini) è 1,35. Ritornando alla formula della risonanza, si vede che ciò richiede una variazione di capacità di $1{,}35^2$, per il termine C nella formula è sotto la radice quadrata. Allora la variazione necessaria per sintonizzare la banda MF deve presentare un rapporto di almeno 1,82 a 1. Poichè in generale si richiede un certo margine agli estremi della banda, un rapporto di 2 : 1 della capacità sarebbe più vicino al vero. Ora consideriamo la situazione nel caso della banda MA. Qui si ha a che fare con un rapporto di 1605/535 = 3 : 1. Facendo nuovamente il quadrato, questo rapporto di frequenze conduce al rapporto 9 : 1 per la variazione della capacità.

Diodi a largo campo

I diodi varactor recentemente fabbricati per applicazioni alla sintonia su vasta gamma, sono diodi a giunzione *p-n* generalmente al silicio, sebbene l'arseniuro di gallio possa essere usato in circuiti di alta frequenza. Si possono introdurre impurità addizionali per ammontare la variazione di capacità in funzione della tensione inversa applicata. Le figure di merito Q, che determinano la selettività del circuito accordato completo possono essere maggiori di 100, spesso anche 200 o più. Due esempi di diodi varactor adatti per le applicazioni in MF sono il Siemens BB-104 e il Motorola 1N5142A. Il primo ha una capacità tipica (con 30 V

Fig. 6. Gruppo d'entrata di un sintonizzatore MF costruito dalla Görler e facente uso di tre diodi varactor, invece del comune condensatore variabile (schema di principio).

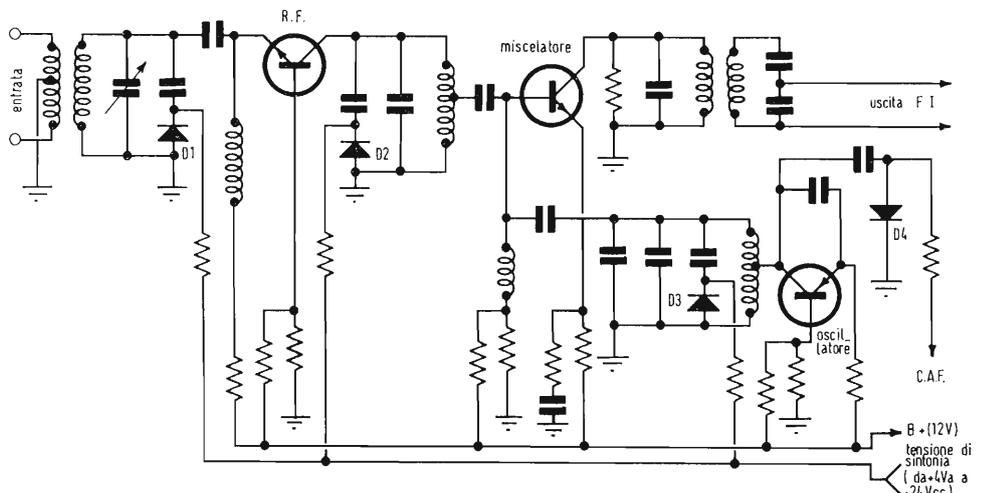
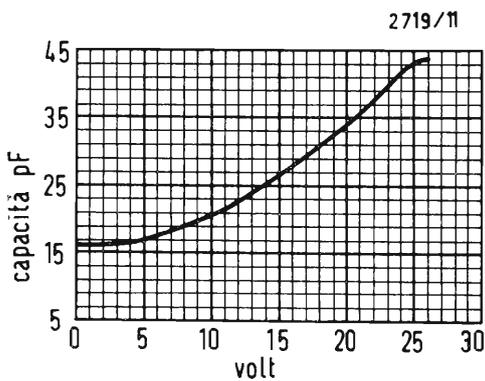
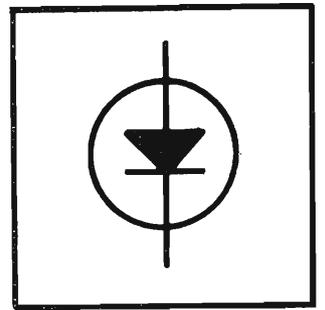



Fig. 7. Variazione di capacità con la tensione applicata di un tipico diodo varactor.

Fig. 8. Un potenziometro agente come divisore di tensione può servire egregiamente da controllo di sintonia per il circuito di fig. 7.

c.c. di tensione inversa) di 14 pF ed un rapporto di capacità (variando la tensione inversa da 3 V a 30 V) di 2,65, più che sufficiente per coprire la banda MF. L'unità è, secondo la costruzione, un doppio diodo avente un unico catodo, e come tale può essere usato in due stadi di sintonia o in un'applicazione in circuito bilanciato, quando si richiedono estreme linearità e simmetria. L unità Motorola ha la capacità (con 4 V c.c. applicati) di circa 15 pF. Il suo rapporto di capacità (con polarizzazione inversa applicata variabile da 4 a 60 V) è circa 3,0, di nuovo più che sufficiente per la banda MF.

Nel 1966 la Compagnia giapponese Matsushita (il suo nome usato negli S.U.A. è Panasonic) presentava un radioricevitore a sintonia automatica in MA, che non impiegava parti mobili per la sintonia.

I giapponesi avevano fabbricato un tipo di diodo varactor, che chiamavano « Capistor ». Il diodo veniva costruito con un processo per lega e diffusione ed era di giunzione al silicio iperbrusca. I rapporti di capacità ottenuti con la variazione di tensione da − 1 V a − 10 V non è minore di 16. Con capacità massima di circa 250 pF, il dispositivo è perfettamente adatto a coprire l'intera banda MA. Con esso, il radioricevitore menzionato poteva essere sintonizzato su tutta la scala della MA « senza parti mobili ».

Per diverse altre ragioni, non moltissimi fabbricanti di radioricevitori per MA hanno seguito l'insegnamento della Panasonic in questo ambito, ma un numero sempre crescente di costruttori di sintonizzatori MF e di radioricevitori (MF in Inghilterra e all'estero hanno realizzato i pregi della sintonia con tensione continua, ed una quantità di progettisti si sono spinti per trarre i migliori vantaggi delle inerenti possibilità, rispetto a quelli possibili prima dell'esempio della Matsushita.

A titolo di esempio, consideriamo lo schema di fig. 6; è un gruppo di entrata RF completo per MF fabbricato dalla Soc. Görler della Germania occidentale. Sono impiegati tre stadi a circuiti accordati, ciascuno equipaggiato con un diodo varactor al posto del normale simbolo del condensatore variabile (il simbolo di condensatore variabile con la freccia indica che c'è un compensatore, regolato una volta per sempre durante la taratura, per coadiuvare con i diodi varactor a coprire l'intera banda MF). Esso non viene mosso quando si fa l'operazione di ricerca di una stazione. Il diodo D_4 è il vecchio noto diodo di C.A.F., che ancora si usa per il suo modo di variare di pochissimo la capacità, con le stesse modalità dei suoi più elaborati « primi cugini » D_1, D_2 e D_3. La tensione di accordo necessaria è variabile da 4 a 24 V, con la polarizzazione 4 V corrispondente a 87,5 MHz, mentre il valore 24 V fornisce la copertura fino a 108,5 MHz (v. fig. 7). Ovviamente, un semplice potenziometro o una resistenza variabile, inserito (*a*) come in fig. 8, è tutto ciò che occorre per sintonizzare questo gruppo RF.

È parimenti ovvio che se si usasse un alimentatore dei più semplici per ottenere questa tensione variabile, qualunque lieve variazione della tensione di linea c.a. provocherebbe uno spostamento di frequenza più grande di quello che i circuiti di C.A.F. potrebbero compensare. Qui soccorrono nuovamente i diodi, questa volta sono i diodi zener, che presentano l'importante caratteristica di interrompere la loro conduzione a date tensioni inverse e di variare la loro impedenza interna in funzione della corrente, per cui la tensione ai capi del diodo è prossima a rimanere costante entro un vasto campo di variazione della corrente. Un alimentatore consigliabile per l'uso con il gruppo sintonizzatore di fig. 7 è visibile in fig. 9. Ora avendo a disposizione un generatore preciso di tensione variabile, e sfruttando questa tensione variabile, resta assicurata un'esatta e stabile sintonia.

Novità di sintonizzazione

Data la « nuova libertà » dovuta all'assenza di collegamenti meccanici e di parti mobili, i tecnici progettisti sbrigliano la loro fantasia e sortiscono con una grande varietà di mezzi di accordo sempre più elaborati. Uno dei primi, che si autoconsiglia, è stato il radioricevitore a tastiera, in cui si possono predisporre diverse stazioni MF desiderate, girando singoli potenziometri, connessi al generatore di tensione e scegliendo la tensione di accordo del gruppo RF per mezzo di singoli interruttori nella forma di pulsanti o tasti. Questo dispositivo è di esecuzione molto più semplice di quegli

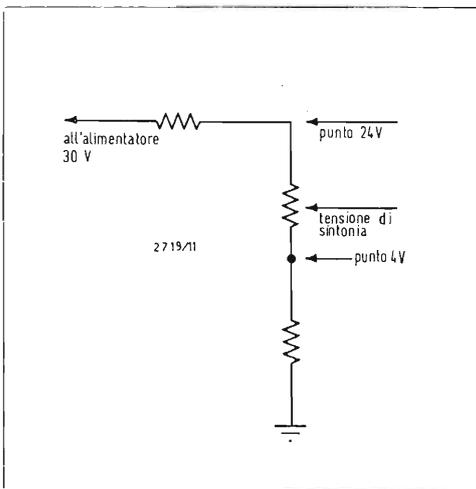
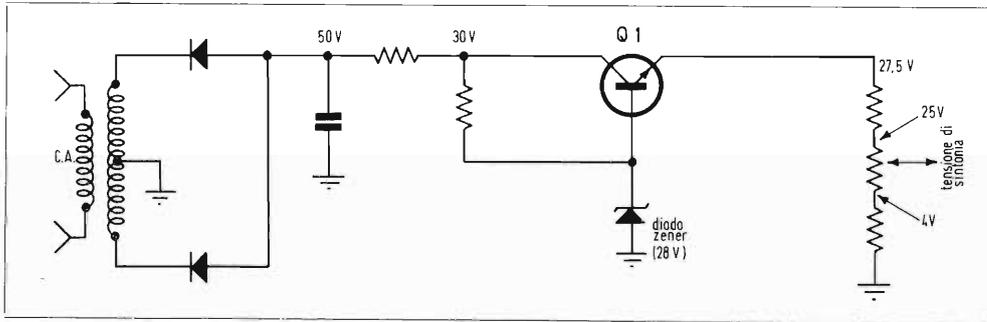
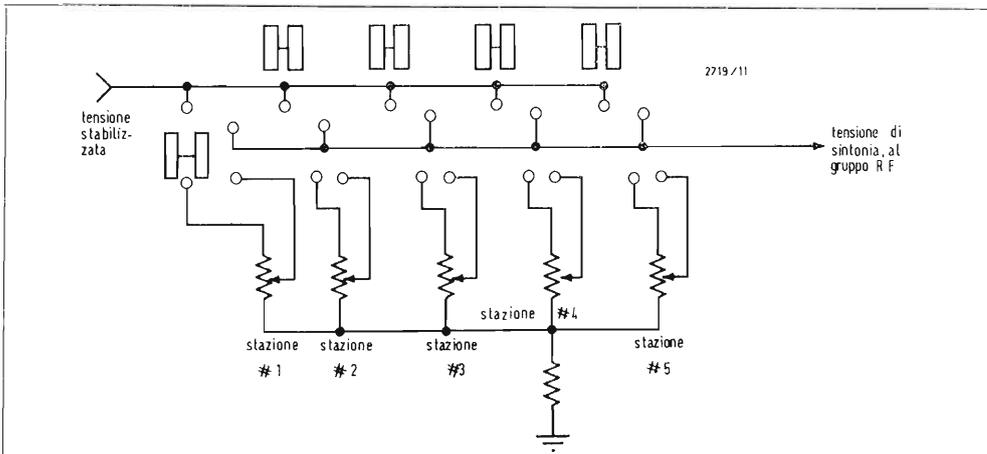



Fig. 9. Un alimentatore stabilizzato con diodo zener fornisce la tensione di accordo. Il transtore Q1 migliora la stabilità alla temperatura del sistema.

orridi marchingegni, che pure troviamo negli autoradio MA, nei quali la pressione di un tasto crea ogni sorta di eventi meccanici spaventosi a vedersi! Il dispositivo a pulsanti adatto per il nostro sintonizzatore a varactor è mostrato nello schema particolare di fig. 10 ed il suo funzionamento è talmente evidente che non indugiamo su di esso.

Sintonia automatica e ricerca del segnale

Alla Fisher Radio Corp. deve andare il merito di aver realmente portato il concetto della sintonia a varactor al livello definitivo di elaborazione di progetto negli Stati Uniti. Non soddisfatti di poche stazioni predisponibili, i tecnici della Fisher concepirono altri due tipi di sintonia.

Un tipo di circuito, denominato « Autoscan », esplora la scala dall'estremo basso (88 MHz) all'estremo alto (108 MHz) con una scansione lenta, fermandosi automaticamente quando le stazioni vengono esattamente sintonizzate. Quando si raggiungono 108 MHz, la tensione di accordo si abbassa istantaneamente al valore corrispondente agli 88 MHz e il processo ricomincia, sempre nel senso di risalire la scala. Nell'altra versione dell'Autoscan, ci sono tasti, che permettono all'utente di scorrere la scala in su e in giù, a seconda del bottone premuto. Il primo circuito è usato nel modello 450-T Fisher, mentre il secondo si trova nel modello 500-TX Fisher e nel nuovo modello 701 a quattro canali. Lo schema completo del circuito assai più semplice è mostrato in fig. 11, per cortesia della Fisher; la spiegazione del funzionamento del circuito è contenuta nel manuale di servizio, con un'esposizione così chiara che noi ci siamo presi la libertà di riprodurlo, quasi letteralmente, per il beneficio di quelli tra i nostri lettori più tecnici, che possono seguire questo dispositivo circuitale alquanto elaborato, ma meravigliosamente logico.

Come funge l'Autoscan 450T

Il transistore Q902 costituisce il generadi corrente costante per caricare il condensatore C_{936}, che determina in ogni istante la tensione continua di accordo per il sintonizzatore a varactor. Quando la tensione ai capi di C_{936} aumenta, il circuito risuona su una frequenza più alta, verso i 108 MHz. Q903 è un transistore unijunction. Quando la tensione alle armature di C_{936} raggiunge circa 25 V c.c., corrispondenti al punto massimo di emettitore di Q903, il condensatore C_{936} si scarica, attraverso Q903, a circa 3 V c.c. Appena C_{936} si è così scaricato, Q903 riassume la sua condizione normale, essenzialmente di circuito aperto e il ciclo di carica comincia a ripetersi.

Il transitore a effetto di campo Q901 è un carico variabile ai capi dell'alimentatore di carica a corrente costante. Il suo elettrodo porta è accoppiato direttamente in continua all'uscita del rivelatore a rapporto. Quando la tensione di uscita del rivelatore a rapporto passa per lo zero (che corrisponde al centro esatto della sintonia della stazione Q901 carica il generatore di carica, mantenendo così una tensione costante di accordo attraverso C_{936}. La regolazione del comando di tenuta, R_{909}, si usa per porre la corrente di carico uguale alla corrente di carica (tensione costante di sintonia), quando la tensione di porta è zero.

L'elettrodo sorgente di Q901 è accoppiato direttamente al circuito di silenziamento audio. Quando il ricevitore è accordato al centro stazione, la tensione di uscita del silenziatore è approssimativamente zero. Quando il ricevitore è regolato fuori stazione, la tensione di silenziamento applicata alla sorgente di Q901, attraverso R_{910}, sale a + 15 V c.c., permettendo alla tensione di sintonia di salire ancora di più. Quando il ricevitore esplora verso le frequenze alte e capta la stazione vicina desiderata, le tensioni del silenziatore e del rivelatore passano entrambe a zero ancora una volta e Q901 carica l'alimentatore di corrente costante Q902, per bloccare e mantenere la nuo-

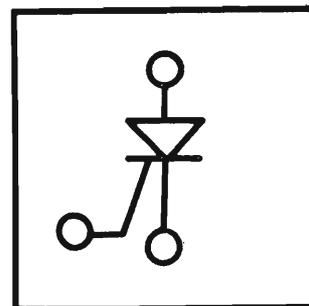
Fig. 10. Cinque singoli potenziometri, ognuno selezionato da pulsanti, sintonizza il gruppo a diodi varactor sulle frequenze delle stazioni predisposte.

va giusta tensione di accordo. L'emettitore di Q906 è accoppiato in continua all'amplificatore FI. Con il ricevitore accordato su una stazione, Q906 è polarizzato inversamente e il funzionamento dell'amplificatore FI non viene alterato. Quando si preme il tasto di avanzamento continuo o il tasto di avanzamento di una stazione, la messa a terra di C_{904} fa temporaneamente cadere la tensione di base, fa polarizzare in senso diretto Q906 e mette fuori uso l'amplificatore FI. La cessazione dell'uscita dell'amplificatore FI svincola il bloccaggio sulla tensione di accordo ai capi di C_{906} e il ricevitore comincia a esplorare. Quando la tensione ai capi di C_{904} aumenta, Q906 aussume il funzionamento con polarizzazione inversa e l'amplificatore FI ridiviene funzionante. Il tempo di sbloccaggio, durante il quale l'amplificatore FI è interdetto da Q906, deve essere abbastanza lungo da consentire che il ricevitore si disaccordi fuori della sua precedente posizione di stazione, ma abbastanza breve da evitare il salto di stazioni. Il transistore temporizzatore variabile Q904 carica progressivamente la base di Q906 per allungare il tempo di sblocco a 108 MHz, rispetto al tempo di sblocco a 88 MHz, poichè i diodi varactor non sono perfettamente lineari in frequenza in funzione della tensione applicata. Per far esplorare al ricevitore 1 MHz a 88 MHz, occorre circa la variazione di mezzo volt della tensione continua di accordo, mentre a 108 MHz si richiede una variazione di 1,5 V approssimativamente della tensione di accordo.

Fig. 11. Schema completo del radioricevitore « Autoscan » della Fisher, usato nel mod. 450T.

Funzionamento con telecomando

Da quanto precede, è ovvio che un semplice raddoppio degli interruttori di avanzamento alla fine di un lungo cavo, può costituire un mezzo eccellente per ottenere il telecomando della sintonia di un simile ricevitore e, naturalmente, la Fisher fornisce per l'appunto tale accessorio di comando a distanza.

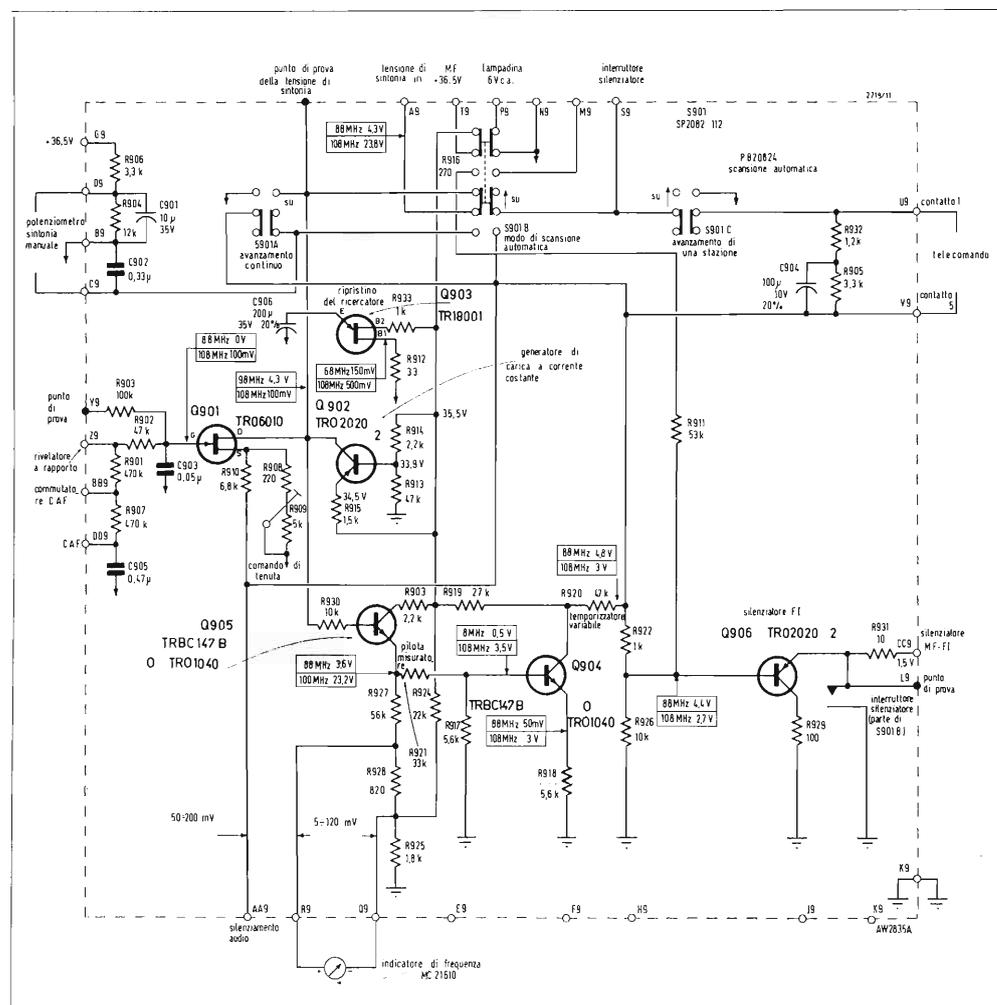
La sintonia manuale si può pure fare facilmente, semplicemente inserendo un potenziometro a variazione continua alimentato con la tensione continua di accordo più alta richiesta. Il braccio mobile del potenziometro fornisce, in tal caso, una tensione di sintonia dipendente dalla sua posizione o punto di rotazione.

La forma più perfezionata dell'Autoscan adottata nel Fisher 500TX provvede una tensione continua di sintonia tanto ascendente, quanto discendente, abilitando così l'utente a esplorare in su e in giù la scala in frequenza, per mezzo di due tasti separati, ma i principi fondamentali del funzionamento sono gli stessi e non saranno qui discussi in dettaglio.

Conclusioni

Tutte le realizzazioni contenute in questi metodi di sintonia automatica dipendono dal fatto che si possano ora produrre diodi di fabbricazione speciale con valori controllati di capacità della giunzione, determinati con precisione dalla tensione continua applicata ad essi come polarizzazione inversa.

Se questo ritrovato potrà condurre al completo abbandono della sintonia a condensatore variabile meccanico nei ricevitori MA e nei sintonizzatori MF, da parte di tutti i costruttori di sintonizzatori e ricevitori in futuro, dipende dal fattore costo e dalla mentalità tecnica dei singoli fabbricanti. Ma fa piacere constatare che la scelta è urgente e che si può prevedere una grande varietà di interessanti e nuovi schemi di sintonizzazione basati su questo semplice componente, man mano che crescerà il numero di fabbricanti che sperimenteranno con esso.

da «Audio» maggio 1971

a cura di A. Recla

Problemi del convertitore di standard elettro-ottico a colori

di W. Dillenburger

Come è noto esistono due metodi per la conversione dello standard a colori. La BBC in Inghilterra studiò la conversione puramente elettronica mentre un nuovo principio per la conversione elettro-ottica fu studiato da Jaeschke e Wendt della FTZ di Darmstadt.
Ambedue i sistemi impiegati in questi convertitori hanno indubbiamente vantaggi e svantaggi. Presso la Fernseh fu elaborato il principio del convertitore elettro-ottico e fu costruito un convertitore la cui qualità d'immagine è paragonabile a quella ottenuta per via puramente elettronica.

Il principio e il problema

La fig. 1 mostra in uno schema semplificato il principio del convertitore elettro-ottico. Per il segnale di luminanza da una parte e di crominanza dall'altra viene impiegato in ciascuno un convertitore. I cinescopi necessari sull'entrata e i tubi di ripresa (plumbicon) impiegati dalla parte della riproduzione vengono pilotati da un complesso di deflessioni comuni cosicchè è assicurata un'esatta e contemporanea escursione dei due raster sia con lo standard d'entrata, sia con quello d'uscita. Praticamente qui non esiste un problema di copertura come in una telecamera a colori RVB dove la crominanza è determinata dai segnali di tre tubi diversi.
Il segnale cromatico composito con lo standard d'entrata percorre anzitutto un separatore luminanza-crominanza. Il segnale di luminanza subisce la compensazione di gamma per la curvatura della caratteristica del cinescopio, viene amplificato a 20 V_{pp} e infine inviato al cinescopio.

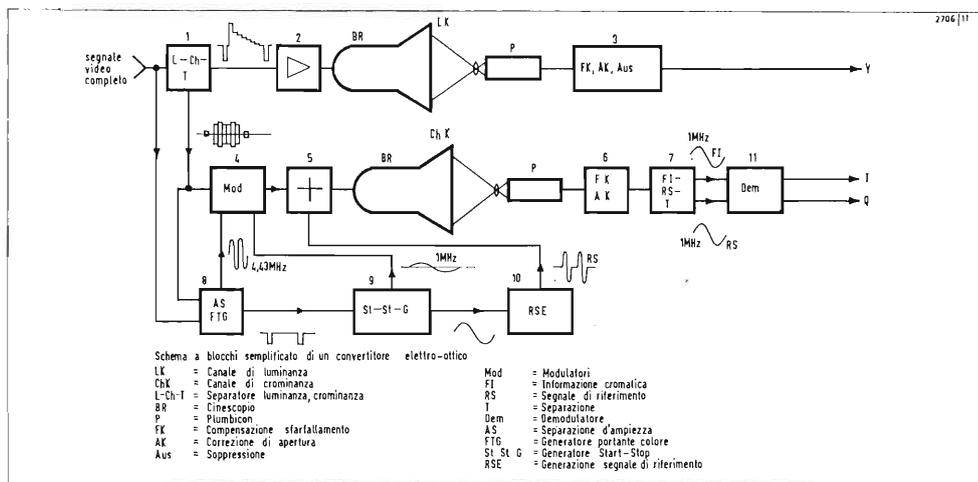
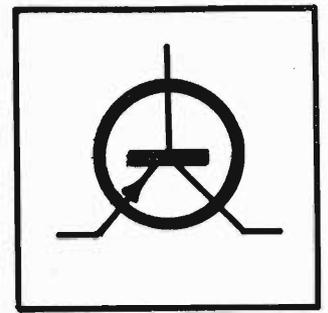
Data la differenza di frequenze delle due frequenze verticali, l'ampiezza del segnale d'uscita del plumbicon oscilla. Il segnale percorre un circuito per la compensazione dello sfarfallamento, circuito che elimina abbastanza bene questa oscillazione; poi un circuito per la correzione di apertura orizzontale e verticale e viene infine soppresso, cosicchè si forma un segnale di uscita con le norme relative allo standard d'uscita.

Il segnale di crominanza separato viene modulato su una portante la cui frequenza è circa 1 MHz. Questa portante viene ottenuta per mezzo di un oscillatore di start stop comandato mediante un sincronismo di riga. La sua frequenza è un multiplo della frequenza di riga. Questa genera sul cinescopio con la portante cromatica modulata in quadratura, delle barre verticali fisse in modo che l'integrazione verticale necessaria in ogni convertitore di norma fra due righe successive non può effettuare alcun spegnimento del segnale. Un filtro di ampiezza separa il segnale di sincronismo colore dal segnale di entrata. Dal segnale di sincronismo colore mediante un generatore di onda portante cromatica si genera l'oscillazione di riferimento di 4,43 MHz (PAL).

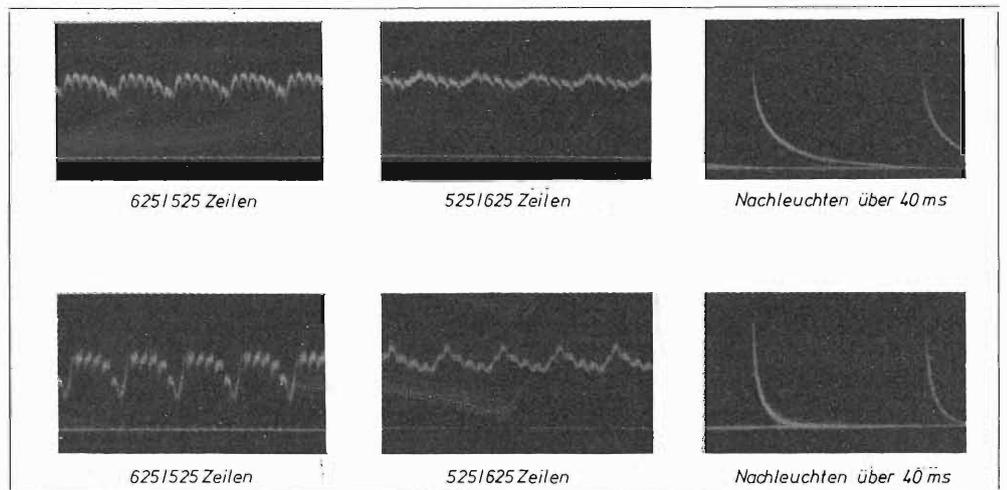
Dall'oscillazione della portante non modulata di 1 MHz si ricava il necessario segnale di riferimento. Il segnale ha una forma di impulso come rappresentata in fig. 1 ed ha una frequenza fondamentale di 1 MHz. La forma d'impulso assomiglia ad una oscillazione sinusoidale di 3 MHz.

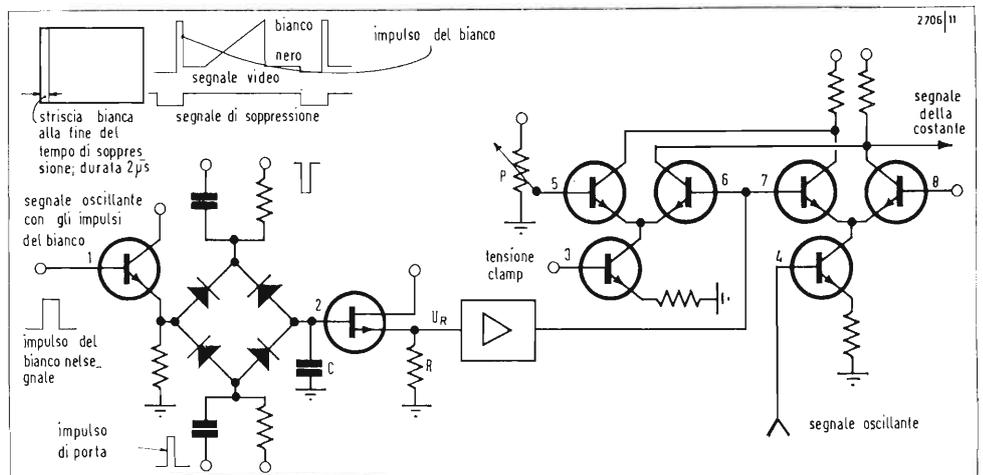
L'oscillazione fondamentale nel segnale di riferimento viene compensata aggiungendo un'oscillazione di 1 MHz in opposizione regolabile in ampiezza e in fase. L'oscillazione portante cromatica modulata e il segnale di riferimento vengono addizionati e inviati al cinescopio. L'informazione cromatica è posta nella gamma di frequenza a circa 1,8 MHz. Le oscillazioni ancora esistenti, dopo la compensazione dell'onda fondamentale, nel segnale di riferimento sono di 2, 3, 4 e 5 MHz cosicchè per mezzo di filtri di opportuna larghezza, l'informazione cromatica e il segnale di riferimento possono venir nuovamente separati l'uno dall'altro dalla parte dell'uscita.

Il segnale di uscita del plumbicon percorre, come il segnale di luminanza, un circuito per la compensazione dello sfarfallamento e per la correzione di apertura. Segue la separazione dell'informazione cromatica e del segnale di riferimento. Dal segnale di riferimento viene ricavata una oscillazione di riferimento di 1 MHz per i demodulatori I e Q (NTSC) rispettivamente U e V (Pal) ciascuna secondo il senso di conversione.
In un tal convertitore interessano in primo luogo tre problemi, che sono da risolvere in modo da raggiungere il compromesso ottimo fra i diversi parametri dell'immagine:

1) il problema dello sfarfallamento residuo.

1. Schema a blocchi semplificato di un convertitore elettro-ottico.

2) la fedeltà di fase dei vettori cromatici, ossia la fedeltà cromatica nell'immagine riprodotta.
3) il problema della definizione, ossia la definizione ottenibile nell'immagine di uscita in relazione a quella d'entrata.
Interessano inoltre il rapporto segnale/disturbo per una data definizione.

Il problema dello sfarfallamento

Lo sfarfallamento con la differenza delle due frequenze verticali consiste, come è noto, nel fatto che l'integrale della luce trasmessa dal cinescopio fra due esplorazioni del tubo di ripresa oscilli periodicamente. Il problema della compensazione dello sfarfallamento risulta più difficile, poichè nella conversione Pal-NTSC un punto dell'immagine, che si illumina una volta durante 1/50 di sec, con la frequenza verticale di 60 Hz nel tubo di ripresa può venir eccitato due volte. È inoltre premesso che nel tempo dalla prima fino alla seconda esplorazione sulla placca per accumulo del tubo da ripresa deve avere luogo un corrispondente accumulo. Il tubo deve fornire una seconda volta un segnale. Nel vidicon ciò si era ottenuto, perchè a causa della persistenza esistente nella seconda esplorazione rimaneva ancora un segnale notevole anche quando non aveva avuto luogo nel tempo durante la prima e la seconda esplorazione, alcuna illuminazione dello strato fotosensibile.
Questo effetto nel plumbicon è alquanto più piccolo, cosicchè nella seconda esplorazione si fa sentire la carica della placca di accumulo del tubo da presa. È perciò utile avere una minima durata di illuminazione del cinescopio quando per la seconda esplorazione si deve avere ancora un segnale sufficientemente grande. Infatti nell'impiego del plumbicon la persistenza delle cariche capacitative e la illuminazione ritardata del cinescopio conferiscono alla immagine il segnale necessario.
Data la persistenza del plumbicon, si può influire tuttavia sulla persistenza del cinescopio. Come materiale per lo schermo del cinescopio viene impiegato il silicato di zinco, la cui persistenza può venire variata nel senso desiderato mediante opportuno dosaggio.
Risulta conveniente una diminuzione

2. Variazione del segnale all'uscita del preamplificatore del plumbicon per i due sensi di conversione 625/525 e 525/625, con persistenze diverse dello schermo del cinescopio. Negli oscillogrammi di persistenza il periodo del fenomeno è indicato con 40 ms.

3. Compensazione dello sfarfallamento e suo schema di principio.

della illuminazione al 10% del valore iniziale nel tempo di 20 msec.

La fig. 2 mostra in due esempi come la persistenza influisce sull'ampiezza dell'oscillazione del segnale, nei due diversi sensi di conversione. L'oscillazione nel senso di conversione 525-625 righe è relativamente piccola. Nel senso contrario essa è maggiore di circa il 20%. Con persistenza troppo breve, come si può vedere nella parte inferiore della figura, nella conversione 625-525 righe è visibile una notevole distorsione del segnale. Una oscillazione così grande praticamente non è più riportabile ad un valore sufficientemente piccolo, che per quanto possibile non dovrebbe risultare maggiore dell'1% sulla immagine di uscita nel passaggio nero-bianco.

La compensazione dello sfarfallamento con persistenze maggiori comporta minori difficoltà. Tuttavia, secondo i limiti suddetti, è stabilito che dopo 40 msec la persistenza del cinescopio deve essere così piccola da non generare alcuna intergrazione dell'immagine di entrata da immagine a immagine, che risulterebbe osservabile nella immagine ritrasmessa come ritardo nei movimenti. La persistenza del plumbicon è piccola e trascurabile. In totale non è riconoscibile praticamente che immagini trasmesse attraverso il convertitore presentino una notevole persistenza rispetto all'immagine in entrata.

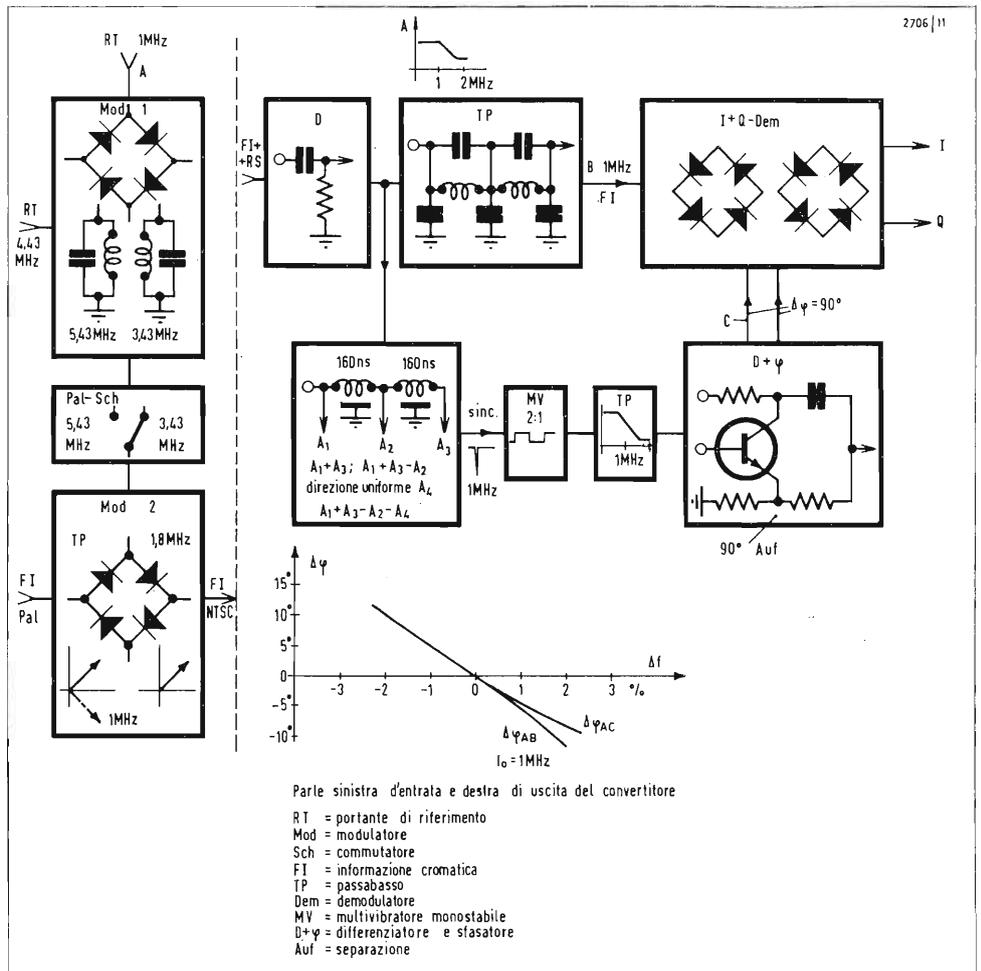
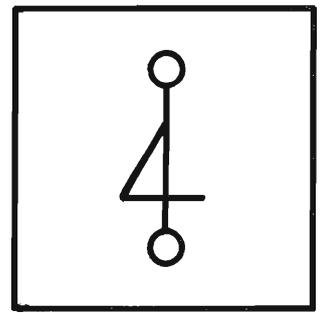
La fig. 3 mostra il principio della compensazione dello sfarfallamento. Sul bordo a sinistra dell'immagine compare una riga bianca della durata di circa 2 µsec. durante l'intervallo di soppressione. Il segnale che si forma da questa riga, dopo il plumbicon, contiene l'intera oscillazione del segnale. Il segnale corrispondente all'impulso bianco viene soppresso mediante un circuito di porta e viene utilizzato per il prelevamento di una tensione di controllo per l'amplificatore.

Nella parte inferiore della figura è rappresentato un circuito di porta. In questo caso l'impulso di porta deve risultare all'interno dell'impulso bianco. Sul condensatore *C* si forma all'inizio di ciascuna riga una tensione di controllo il cui valore è costante per la durata rimanente della riga; la tensione di controllo viene amplificata e viene inviata infine ad un potenziometro elettronico.

Questo è pure riportato in fig. 3. Il segnale video comanda il generatore a corrente costante T 4. La corrente del transistore viene ripartita sui transistori T7-T8; la partizione viene controllata mediante la tensione di controllo. Contemporaneamente mediante un secondo potenziometro si fa in modo che le oscillazioni, che si generano con la tensione di controllo nel segnale di uscita, vengano compensate. L'assieme è un circuito di controllo, il transistore T8 fornisce il segnale al transitore T1.

La fedeltà cromatica nell'immagine trasmessa

La fedeltà cromatica nell'immagine trasmessa varia a seconda del circuito del convertitore, sia dalla parte della entrata, sia particolarmente dalla parte dell'uscita.

La fig. 4 mostra gli elementi essenziali, che determinano la vicendevole posizione della fase dei vettori cromatici. A sinistra è rappresentato il procedimento di modulazione per la conversione Pal NTSC con la quale un'informazione cro-

4. Rappresentazione delle unità, che possono introdurre un sensibile falsamento dei colori.

matica viene modulata con una portante di 1 MHz.

Ad un modulatore ad anello viene inviata da un lato l'oscillazione di riferimento di 4,43 MHz, che viene prelevata dal generatore dell'onda portante cromatica e d'altro lato la portante di riferimento generata dall'oscillatore di start-stop con la frequenza di 1 MHz. Si formano due oscillazioni di bande laterali con 5,43 MHz e 3,43 MHz. Queste oscillazioni di bande laterali hanno, a causa del fenomeno di modulazione, una fase ben definita una rispetto all'altra. Esse devono venire separate l'una dall'altra mediante due circuiti oscillatori in modo che l'attenuazione dei filtri, che sono sintonizzati su 5,43 MHz, risulti per l'altra oscillazione di 3,43 MHz almeno 46 dB. I circuiti sono disposti per una banda relativamente stretta. La loro sintonizzazione influenza naturalmente la fase vicendevole delle due oscillazioni.

La giusta fase che si presenta quando nell'immagine di uscita viene ottenuta la massima saturazione, deve rimanere costante e la frequenza propria di ambedue i circuiti deve perciò risultare molto costante. Le due portanti cromatiche vengono inviate ad un normale commutatore Pal in modo che con una successione sequenziale di righe la frequenza cromatica risulti una volta 5,43 e una volta 3,43 MHz.

Nel modulatore 2 la portante di riferimento alternata a sequenza di riga viene modulata con la portante modulata dell'informazione cromatica. In ambedue i casi (5,43 e 3,43 MHz) si forma una portante, che interferisce con la frequenza di 1 MHz, che viene modulata con la informazione cromatica in ampiezza e fase. Variando alternativamente fra 5,43 e 3,43 MHz viene effettuata la riflessione all'indietro dei vettori sull'asse $B - Y$ del sistema Pal, cosicchè all'uscita del modulatore 2 si presenta una portante cromatica modulata secondo NTSC.

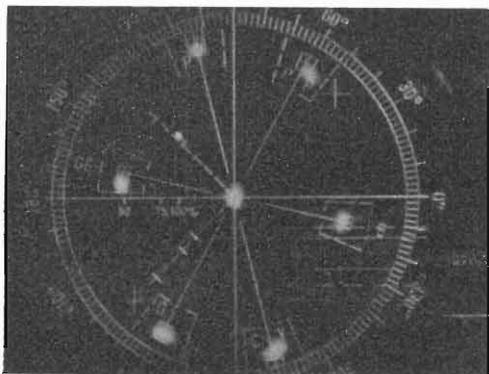
Nella conversione inversa il commutatore Pal non serve. Per tutte le righe viene impiegata la portante di riferimento con la frequena di 4,59 MHz. Dal segnale NTSC d'entrata sull'uscita del modulatore 2, si forma una portante cromatica modulata parimenti secondo il sistema NTSC.

L'oscillazione con l'informazione cromatica proveniente dal plumbicon deve venir separata dal segnale di riferimento, parimenti contenuto nel segnale riprodotto. Per eliminare gli intervalli di soppressione (pilotaggio del cinescopio sul nero) il segnale viene anzitutto differenziato. Il segnale viene poi suddiviso su due percorsi diversi.

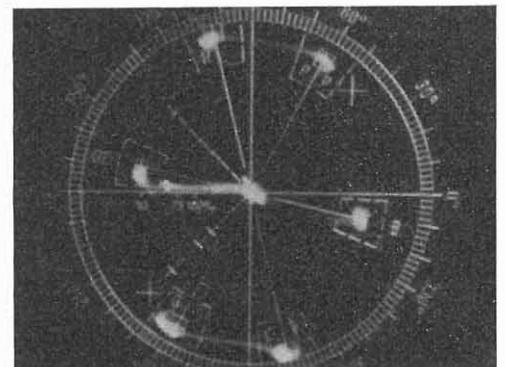
In fig. 4 nella parte superiore è rappresentato il canale di crominanza. Esso contiene un filtro passa-basso per la separazione dell'informazione cromatica dal segnale di riferimento. Mediante questo filtro passa-basso vengono filtrate le linee spettrali del segnale di riferimento cosicchè rimane la sola oscillazione dell'informazione cromatica. Essa arriva infine al demodulatore I e Q. Il segnale che si forma prima della differenziazione percorre poi due catene di ritardo con un tempo di transito ciascuno di 160 nsec. I tre segnali A_1 A_2 A_3 vengono combinati come in fig. 4. In questa maniera viene ricavata l'oscillazione cromatica. All'uscita del circuito si forma un impulso di sincronismo con una frequenza di ripetizione di 1 MHz. Con questo impulso viene sincronizzato un oscillatore monostabile il cui rapporto di pilotaggio è regolato esattamente a 2 : 1.

L'oscillazione fondamentale viene filtrata mediante un filtro passa-basso. Essa arriva infine dopo la differenziazione ad uno sfasatore, che permette di ottenere l'esatta fase fra l'informazione cromatica e il segnale di riferimento. Segue una separazione in due oscillazioni con una differenza di fase di 90° precisi, le quali vengono inviate ai modulatori per i segnali I e Q.

Come è noto ogni complesso di deflessione ha una benchè piccola deficienza di linearità. Non appena varia l'andamento nel tempo del sistema di deflessione da un lato per il cinescopio e dall'altro per il plumbicon, varia pure la frequenza portante colore.

Il giusto funzionamento del circuito è perciò ottenuto quando con una variazione di frequenza in un segnale invariabile di entrata al cinescopio, la fase fra l'oscillazione cromatica da un lato e l'oscillazione portante di riferimento 1 MHz, che arriva ai demodulatori, dall'altro rimane pressochè uguale. Questo indubbiamente è il caso che si ha quando

NTSC—PAL

PAL—NTSC

5. Oscillogrammi vettoriali per i vari sensi di conversione NTSC/PAL e Pal/NTSC con monoscopio a barre colorate.

la dipendenza della fase dalla frequenza risulta perfettamente uguale per ambedue i canali.

Nell'esecuzione più semplice del circuito per la separazione dell'informazione cromatica dalla portante di riferimento fu esaminato l'andamento della fase in funzione della frequenza da un lato nel canale di informazione cromatica e dall'altro nel canale del segnale di riferimento. La misura della fase fu effettuata fra il punto *A* dell'entrata e il punto *B* dell'uscita e parimenti fra il punto *A* e il punto *C*. Le curve di fase con variazione negativa del valore di frequenza nominale cadono praticamente assieme.

Con oscillazioni positive esse divergono leggermente una dall'altra. La differenza dell'angolo di fase per una variazione di frequenza del 2% è ancora trascurabile.

Dalle prove pratiche si dimostrò che è più che sufficiente tener conto di una differenza di frequenze fino a + 2%.

Ciò è anche evidente poichè la deflessione orizzontale dei cinescopi e del plumbicon è derivata dallo stesso sistema. Esistono difficoltà unicamente nel campo di prelievo di corrente dal diodo al transistore delle deflessioni. Questo campo di passaggio deve essere regolato accuratamente. Altrimenti in questo punto si può ottenere sull'immagine una linea perpendicolare colorata.

La fig. 5 mostra l'oscillogramma vettoriale per ambedue i sensi di conversione nella trasmissione di un segnale a barre colorate. La variazione dei vettori dal valore nominale è in ogni caso trascurabile.

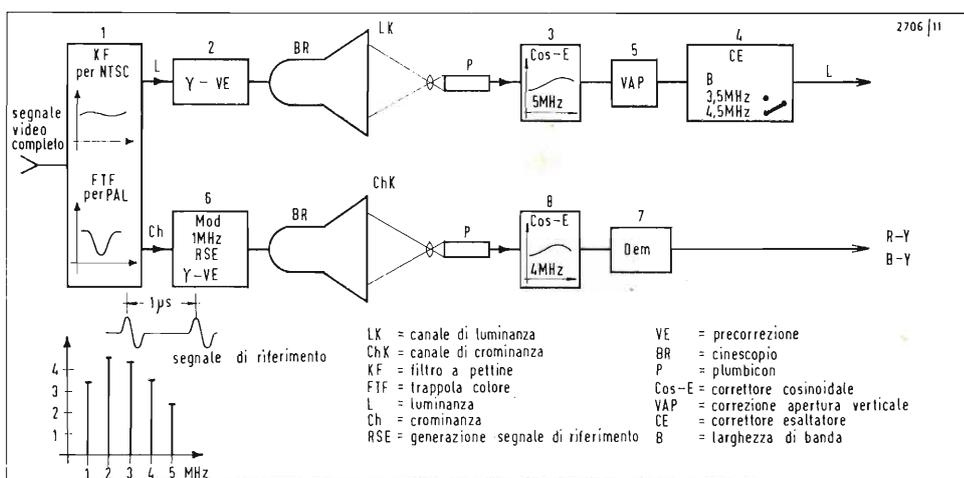
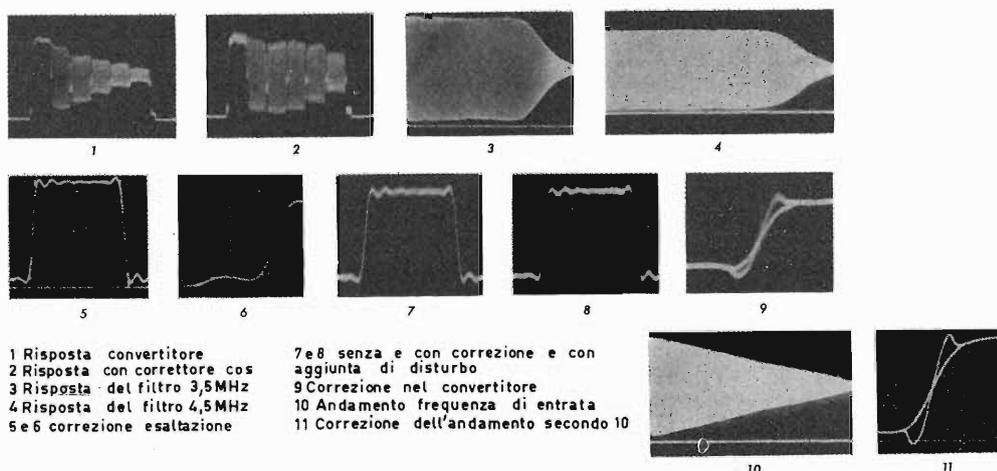
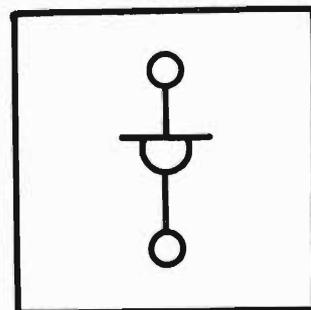
La definizione

La definizione è determinata essenzialmente dal tempo di salita di uno scalino nero-bianco trasmesso nell'immagine. Invece la risoluzione nel senso orizzontale è determinata dalla lunghezza della banda di frequenza trasmessa. Il tempo di salita nel passaggio nero-bianco è dato dal contorno della curva di frequenza fino alla frequenza limite, a meno che non si impieghino circuiti speciali per diminuire il tempo di salita. La variazione, in funzione della frequenza, dell'ampiezza, inviando un segnale sinusoidale, può, come è noto, venire migliorato mediante un circuito per la correzione di apertura. Poichè il segnale esistente all'entrata del circuito per la correzione di apertura ha un proprio rapporto segnale/disturbo, occorre impiegare questo metodo per quanto è ammesso dal rapporto segnale/disturbo del segnale in uscita. La fig. 6 mostra tutti gli elementi del convertitore di standard che determinano l'andamento di frequenza delle singole unità.

Per separare i segnali di crominanza dal canale di luminanza nella conversione NTSC-Pal viene impiegato un filtro a pettine. La massima larghezza di banda impiegabile con riguardo al segnale NTSC ammonta a circa 4 MHz.

Invece nel senso di conversione Pal-NTSC, viene impiegato per la separazione dell'informazione cromatica un filtro di banda e per il filtraggio della portante cromatica dal segnale di crominanza, una trappola colore. Questo modo di separazione fu scelto considerando il fatto che la banda di frequenza provvista di portante cromatica per il segnale Pal è più larga all'incirca di 0,8 MHz che per il segnale NTSC, poichè la portante cromatica è posta circa 0,8 MHz più alta che col sistema NTSC. Un filtro a pettine, per quanto riguarda la focalizzazione dell'immagine, non porta nessun miglioramento pratico. Inoltre un filtro a pettine per il sistema Pal è molto costoso e come detto superfluo.

Il segnale di luminanza dopo la corrispondente predistorsione di gamma viene inviato ai cinescopi senza limitazione della banda di frequenza (5 MHz 100%). La profondità di modulazione della intensità luminosa del cinescopio a 5 MHz su una brusca variazione nero-bianco ammonta a circa 50%. La profondità di modulazione del segnale dal plumbicon pilotato da un raster a strisce bianco-nere è circa il 40%, cosicchè, dopo il plumbicon, si ottiene una profondità di modulazione riferita al segnale di entrata di circa il 20%. Segue una compensazione a coseno il cui responso di frequenza tenuto conto del rapporto segnale/disturbo è scelto in modo che con circa 5 MHz viene ottenuto il massimo della esaltazione. In conseguenza la curva di compensata non è completamente ideale e la banda di frequenza risultante non è del tutto lineare fino a 5 MHz.

6. Rappresentazioni delle unità, che hanno una sensibile influenza sulla risposta di frequenza e spettro del segnale di riferimento.

7. Oscillogrammi delle varie risposte ed effetto del correttore di esaltazione.

Per eliminare le perdite di definizione causate dall'integrazione verticale serve la correzione di apertura verticale. A questa segue un circuito esaltatore delle alte frequenze (peaking). Detta esaltazione si basa sul seguente principio. La larghezza di banda del segnale tenuto conto del rapporto segnale/disturbo viene limitata a 3,5 MHz per la trasmissione in colore e a 4,5 MHz per il bianco-nero. Il segnale viene differenziato e infine esaltato per mezzo di un apposito circuito. Il segnale ottenuto viene differenziato una seconda volta in modo da ottenere il secondo quoziente differenziale. Il segnale risultante, dopo la correzione del ritardo, viene poi sovrapposto ai fianchi dell'impulso trasmesso. La grandezza del segnale di correzione è regolabile. Senza ingrandire la sovraoscillazione causata dal filtro dell'impulso di entrata di 0,1 µs di salita, si può ridurre il tempo di salita normalmente esistente in un segnale del plumbicon nel salto dal nero al bianco da 0,2 µs a 0,1 µs, oppure con sovraoscillazioni visibili, a valori ancora più bassi. La definizione dell'immagine viene così notevolmente migliorata. Il valore di taglio dopo il segnale della prima differenziazione che si forma, viene pilotato dinamicamente dal segnale in modo che la sovraoscillazione causata dalla cellula a frequenza limite viene sempre tagliata. La sovraoscillazione non aumenta perciò a seguito dell'aumentata ripidezza dei fronti. Parimenti per un rapporto minimo dal disturbo nel segnale di entrata, il rapporto segnale disturbo nell'uscita non viene peggiorato.

Nel canale di crominanza occorre prevedere a che il segnale di riferimento disegnato in fig. 6 venga trasmesso fedelmente. Lo spettro di frequenza appartenente al segnale di riferimento è pure disegnato in fig. 6. La parte delle oscillazioni fondamentali contenute nel segnale di riferimento viene, come detto prima, compensata all'ingresso. Esso perciò sparisce. Rimangono le linee spettrali con 2, 3, 4, 5 MHz, l'ampiezza delle quali è visibile nel diagramma; le linee spettrali di ordine superiore sono invece trascurabili.

Per poter trasmettere lo spettro di frequenza soddisfacentemente, dopo il plumbicon viene impiegato un circuito antidistorsione a coseno, la cui massima esaltazione sulle frequenze intorno a 4 MHz tiene conto del rapporto segnale/disturbo.

La fig. 7 indica infine le varie risposte alle frequenze e l'effetto del circuito di esaltazione. In 1 è indicato il responso di frequenza sul cinescopio e sul plumbicon quando il monoscopio è inviato all'entrata dell'amplificatore finale del cinescopio e viene misurato dopo il preamplificatore del plumbicon. In 2 è rappresentata la banda di frequenza dopo la correzione di ampiezza. In 3 e 4 sono rappresentati i responsi di frequenza dei due filtri del circuito di esaltazione inseribili a volontà. Il primo marker di frequenza è posto a 1 MHz, gli altri hanno una distanza rispettivamente di 1 MHz.

In 5 è visibile l'effetto del circuito esaltatore. Il segnale fu fotografato prima senza e poi con segnale di correzione uno sopra l'altro. Si riscontra la ripidità dei fianchi e si vede pure contemporaneamente che le oscillazioni causate dal filtro 3 MHz rimangono invariate. In 6 è visibile ancora lo stesso per un piccolo e per un grande gradino nel segnale e su una scala molto ingrandita. In 7 fu aggiunto al segnale di entrata il fruscio. Il segnale corretto 8 indica la stessa attenuazione del disturbo. In 9 è visibile l'effetto del correttore sul completo convertitore dove il segnale fu inserito dopo il separatore di luminanza-crominanza. Per evitare che un segnale di correzione troppo grande entri nella gamma del segnale di sincronismo, è incorporato un limitatore efficace in una zona un po' più bassa del livello del nero. Le figg. 8 e 9 mostrano l'efficienza del circuito di esaltazione su una figura proveniente da diapositive col responso di frequenza 10 (fig. 7) e con successiva limitazione di banda come in 3. Il fenomeno di autooscillazione con e senza segnale di correzione è rappresentato in 11 (fig.7).

Vantaggi

1. Il comportamento rispetto ai disturbi da fruscio (Schrot).

Con trasmissioni da satellite e a causa di condizioni metereologiche cattive i segnali di entrata risultano accompagnati da disturbi. Grazie alla integrazione ver-

ticale, il convertitore diminuisce la visibilità dei disturbi, che si sommano al segnale di entrata. La struttura di un disturbo avente uno spettro triangolare risulta alquanto più grossolana, contemporaneamente però la sua ampiezza viene notevolmente diminuita cosicchè è meno visibile. Il convertitore da sè non peggiora visibilmente il rapporto segnale/disturbo di un segnale d'entrata di per es. 44 dB.

2. La semplice possibilità di scambio del senso di conversione senza la necessità di taratura.

Per il secondo senso di conversione è necessario solo un secondo cassetto aggiuntivo. Sull'ingresso necessita un altro modulatore, senza commutatore Pal, come quello descritto sopra. L'uscita dopo il plumbicon rimane invariata fino all'uscita del demodulatore 1 MHz. La frequenza dei due oscillatori start stop dalla parte dell'entrata è regolata in modo che la frequenza cromatica in uscita è indipendente dal senso di conversione.

In aggiunta ai due suddetti cassetti è necessario un piccolo numero di circuiti come per es. la commutazione dell'ampiezza verticale di deflessione. In totale sono necessari circa 40 relais.

3. È possibile, con semplici commutazioni, impiegare il convertitore come sincronizzatore (translater) quando l'immagine di entrata deve venir sovrapposta in uno studio.

Per questo scopo non è necessario un altro apparecchio, ma solo una commutazione diversa. Inoltre può venir effettuata una rigenerazione dell'immagine di entrata (per la saturazione e la definizione).

4. Il costo. Il vantaggio principale di questo convertitore è il basso costo in confronto ad un convertitore puramente elettronico. La stabilità risultante è molto alta ed essa fu collaudata per tre settimane con circa 6 ore al giorno in occasione delle gare di calcio nel Messico. Durante questo periodo non fu necessario alcun ritocco. La possibilità di guasti è molto piccola, perchè la costruzione è effettuata con i normali componenti lungamente provati in molti anni.

La disposizione costruttiva

Il convertitore elettronico consta in totale solo di tre cassetti. In quello di mezzo sono posti i due canali di conversione. Quello a sinistra contiene tutti gli apparecchi necessari per ottenere un segnale NTSC in modo che il convertitore possa essere posto in funzionamento e regolato indipendentemente dai generatori esterni: lo stesso vale per il cassetto Pal. Diversi segnali di prova permettono il controllo di tutti i gruppi di commutazione, rispettivamente il funzionamento complessivo del convertitore. Essi sono:

scala a 10 scalini dei segnali bianconero per la regolazione del contrasto del cinescopio mediante il microamperometro incorporato, oscillazione sinusoidale 4 MHz per ottenere la migliore definizione su tutta la figura, monoscopio grigliato per la regolazione della geometria, impulso 15 kHz, segnale di prova per il plumbicon (a dente di sega), segnale di prova a barre colorate. Ogni cinque posti del canale cromatico e di luminescenza

8. Immagine sullo schermo del segnale proveniente da una diapositiva senza esaltazione. Per rappresentare la mancanza di definizione la figura corrisponde solo ad 1/3 della superficie totale.

Fig. 9. Immagine sullo schermo con esaltazione e con larghezza di banda limitata a 3,5 MHz e con un filtro aggiunto avente una risposta di frequenza secondo la figura 7 (10). Per mettere meglio in evidenza la definizione, la figura corrisponde ad un terzo della totale.

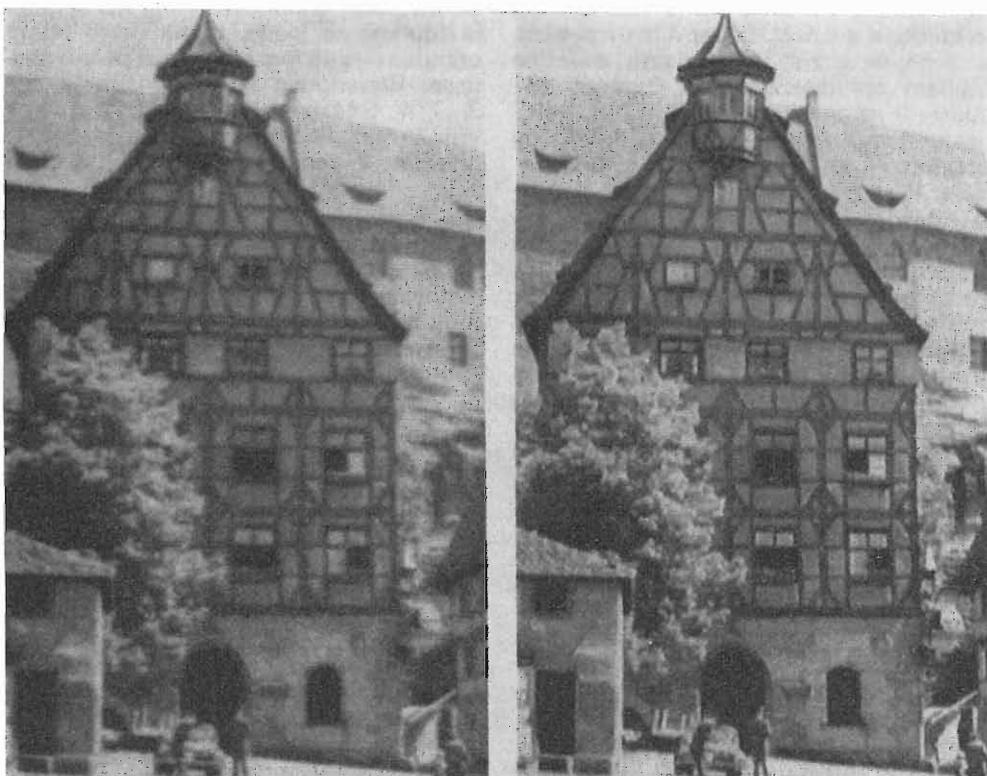
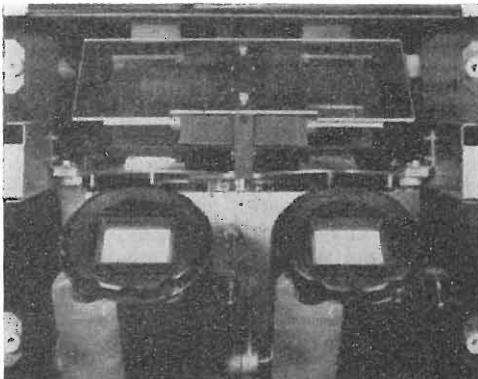
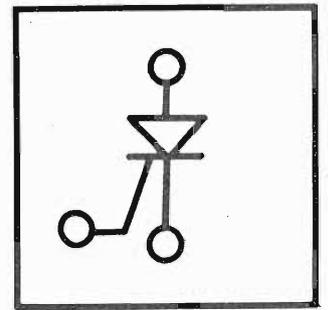



Fig. 10. Vista del convertitore. I tubi sono ribaltabili in avanti per il ricambio.

sono possibili controlli con oscillografo. Il cassetto a sinistra ha quattro tasti. Essi effettuano il passaggio NTSC/Pal, Pal/NTSC, NTSC/NTSC, Pal/Pal. Volendo si può anche inserire il segnale per il Secam ossia SECAM/NTSC, NTSC/SECAM. Nel cassetto di destra si trovano i tasti coi quali si può scegliere tre segnali diversi di entrata. Un quarto tasto permette di commutare per ognuno il segnale di sincronismo di uscita sull'entrata per la commutazione Pal/Pal rispettivamente NTSC/NTSC.

La fig. 11 mostra la parte del convertitore con il frontale asportato. I due tubi possono essere levati dal davanti (in figura) e facilmente cambiati. Per ogni canale è incorporato il proiettore per diapositive, visibile in fig. 11 nella parte bassa. Mediante un sistema di specchi (v. fig. 11), da un lato l'immagine del cinescopio viene riportata allo strato fotosensibile del plumbicon, dall'altro con gli occhi vengono visti contemporaneamente sovrapposte sullo schermo la diapositiva e l'immagine. Così è possibile sovrapporre sul cinescopio con l'aiuto del monoscopio grigliato incorporato la diapositiva per migliorare la geometria.

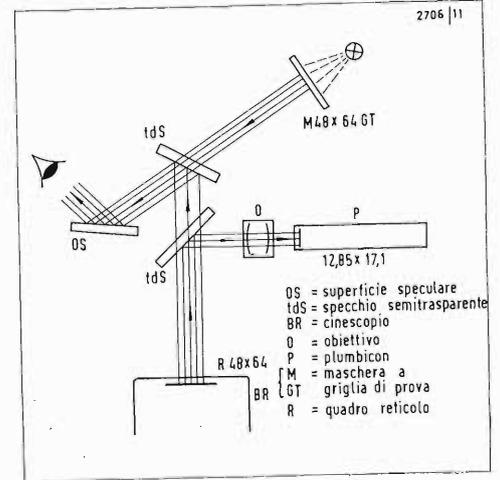



Fig. 11. Disposizione ottica del convertitore di standard con impiego di diapositive.

da «Radiomentor electronic» - marzo 1971

Nuova memoria MOS a 2376 bit per tastiere di codifica

L'AY-5-2376 è una nuova memoria MOS a 2376 bit a sola lettura, della General Instrument Europe, provvista di tutte le logiche per codificare i segnali provenienti da una tastiera, in un codice a 9 bit.

La General Instrument Europe ha annunciato una nuova memoria a sola lettura (ROM) a 2376 bit, appositamente studiata per operare nelle tastiere di codifica.

Il dispositivo, denominato AY-5-2376 possiede l'intera logica necessaria per ottenere codici di 9 bit (8 bit + 1 bit di parità) in apparecchiature a oltre 88 tasti, ognuno dei quali può avere tre differenti funzioni e quindi tre diversi codici di uscita dipendenti da due linee di controllo (spostamento e controllo).

Il funzionamento della memoria è dinamico, ma il circuito incorpora un generatore di clock in modo che l'uscita dei dati sia valida per qualsiasi ciclo di clock. Questa caratteristica consente all'AY-5-2376 di realizzare gli stessi risultati ottenibili con una memoria ROM statica.

Le tensioni di alimentazione e i livelli logici del nuovo circuito sono gli stessi di tutti gli altri dispositivi G.I. della serie GIANT che consentono una compatibilità assoluta con i circuiti TTL e DTL.

L'AY-5-2376 è già operante nelle tastiere di codifica prodotte dalla C.P. Clare e può essere utilizzato per molteplici applicazioni nel campo delle apparecchiature telescriventi e nei terminali dei calcolatori elettronici. Il nuovo circuito può infatti essere programmato con 264 codici diversi, ognuno di 9 bit, e tra questi basterà citare i più comuni quali i codici ASC II, EBCDIC, SELECTRIC, ecc.

Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale

(3ª parte)

di I. Graziotin

III - Le unità di misura eufonotecniche - Il diagramma eufonometrico - L'altezza di natura prima

1. Le unità di misura eufonotecniche

In questo articolo mi propongo principalmente di far comprendere come taluni numeri, intimamente connessi al fenomeno dei suoni nella musica, siano utili a quantificare una certa modalità d'essere fondamentale musicale, o unità di misura eufonotecnica, la quale qui è definita col termine di *altezza di natura prima* o coll'abbreviazione *alnà*.

Naturalmente questa possibilità teorica di calcolare, indipendentemente dall'esperimento, la natura prima delle note e della musica sarà poi utilizzata nella formula generale di composizione eufonotecnica, assai più avanti in vista del progetto di compositore automatico di musica o del semplice combinatore di polifoni.

Per raggiungere questo scopo occorre prima dare un'idea, sia pure sommaria, della teoria degli elementi complessi e subelementi applicata in campo eufonotecnico, la quale il Centro Ricerche Integrali, di cui faccio parte, applica con teorico successo anche in ogni altra branca generale della conoscenza. Questa analisi conduce alla individuazione delle unità di misura eufonotecniche e sta alla base di tutto il lavoro di sintesi costruttiva artistica in questo campo.

Incominciamo col considerare che la musica di qualsiasi tipo, nell'insieme dell'opera, del pezzo o in analisi di misure o di singole note, è qualificata dall'uomo con un numero abbastanza considerevole di vocaboli, il che vuol dire che l'uomo ha sviluppati in sè molti automatismi cerebrali di valutazione, realizzati complessando le quantità strettamente fisiche della musica: frequenza, durata, intensità; ciò vuol dire che l'uomo è un certo stadio evolutivo in relazione a questa branca. E naturalmente mio compito è quello di fare affiorare dalla subcoscienza questi meccanismi di calcolo, rendendoli evidenti, per facilitare la formazione di essi nei cervelli che ne sono privi, quelli meno dotati di tendenze artistico-musicali, e per affidare alle macchine e agli apparecchi la parte più bassa, meno nobile, dirò, sia del processo valutativo, sia di quello creativo, poichè l'uno e l'altro sono due facce della stessa moneta. L'adempimento di quest'ultimo compito mio dovrebbe essere gradito ai più dotati di tendenze artistico-musicali, come il primo dovrebbe esserlo ai meno dotati, in quanto non tende ad altro che a rendere meno faticoso, più abbondante il lavoro sia di critica, sia di creazione. Così mio compito è di avvicinare la scienza all'arte, la tecnica scientifica alla tecnica artistica. Ora, incominciando a sceverare, dirò che tutta la terminologia descrittiva musicale si riduce alla quantificazione di 23 unità di misura elementari che, per ragioni di completezza d'esame sono organizzate in un unico diagramma, il diagramma eufonometrico.

2. Diagramma eufonometrico

Cosa s'intenda propriamente è presto detto.

Ho un fondo fisso, poniamo stampato. Esso è qui sotto riprodotto (fig. 1). Consiste in 23 rettangoli tratteggiati totalmente a quadratini o in parte a quadratini, la parte più in basso, è in parte a linee verticali od orizzontali. Tali rettangoli sono orizzontalmente adiacenti, sono di area diversa, di diversa altezza e sono situati più o meno in alto uno rispetto all'altro.

Il lato superiore di essi coincide sempre con una delle 10 linee rette orizzontali che corrono parallele lungo tutto il diagramma affiancandosi con distanza regolarmente crescente a partire dal basso. Vi è poi una inquadratura generale del diagramma con due rettangoli in testa vuoti per le diciture.

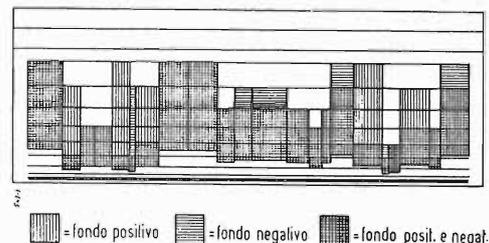
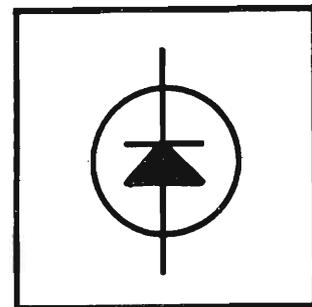
Ciascun rettangolo tratteggiato è proprio ad una unità eufonometrica e il valore relativo ad essa si indica, risolte le formule di calcolo, i cui dati devono essere rilevati sul fenomeno musicale, con un tratto orizzontale marcato per tutta la larghezza del rettangolo, in modo che sia ben visibile sul fondo chiaro, tenendo presente le seguenti precisazioni.

Le linee orizzontali lungo tutto il diagramma sono l'indicazione di gradi arbitrari di riferimento da 0, il più basso, a 9 il superiore.

Quando nel punto interessato di detta scala vi è tratteggio a quadratini il grado di valore corrispondente può essere sia positivo, sia negativo, quando vi è tratteggio verticale il valore può essere solo positivo, quando vi è tratteggio orizzontale il valore può essere solo negativo. La quantificazione nei rettangoli è quindi doppia: positiva o negativa. Sempre quando è negativa si deve rendere tutta scura, o si tratteggia marcatamente, la parte del rettangolo sottostante la riga quantificativa orizzontale. Quando il valore è positivo si traccia solamente il segmento orizzontale. Così è ben distinguibile sul fondo chiaro la quantificazione positiva da quella negativa.

In questa sede, ed ora, non è possibile rendere ragione di tutti i perchè sottostanti alla strana configurazione di questo diagramma, nè è possibile illustrare tutti i riferimenti, gli allacciamenti teorici ed applicativi tra la teoria di questo diagramma e le teorie corrispondenti nei parecchi altri campi dello scibile umano interessati. Non saranno gli autori a illustrare, bensì tali corrispondenze e tali allacciate applicazioni ad apparire nella loro evidenza agli stupiti lettori e studiosi quando saranno maturati i loro proprii tempi.

Qui ora è necessario accontentarsi di

Fig. 1 - Diagramma degli elementi eufonometrici e indicazioni relative alle quantificazioni degli elementi eufonometrici per la determinazione dello sviluppo quantitativo delle caratteristiche musicali.

quanto sto dicendo. Pertanto proseguo e concludo.

Ho spiegato che ogni termine descrittivo musicale viene ridotto alla quantificazione delle 23 unità eufonotecniche. Esamino ora con quale materiale e con quali modalità ciò si ottiene, compulsando qualche esempio.

3. Le schedine delle caratteristiche musicali

Scelgo a caso i vocaboli: « allegro », « delicato » e « dolce » dallo schedario analitico dei termini musicali e levo i corrispondenti cartellini.

Sovrapposti a ciascun diagramma di fondo, in taluni rettangoli di elementi eufonometrici, vi sono dei tratti verticali ed orizzontali, continui, eventualmente incrociantisi, di larghezza di un millimetro, ottenuti riempiendo lo spazio sito tra due adiacenti linee del fondo. Negli stessi rettangoli vi sono pure delle orizzontali punteggiate, i cui punti sono costituiti da quadratini di un millimetro di lato e distano tra loro un millimetro. Sopra ciascuno dei detti rettangoli sta un numero di una cifra, sopra ancora vi è il termine descrittivo musicale determinato.

La qualità o caratteristica specificata dal termine descrittivo musicale si realizza al massimo grado quando la quantificazione delle unità eufonotecniche interessate al vocabolo cade nella zona della fascia delle linee suddette sia verticali, nel quale caso il valore corrispondente è positivo, sia orizzontali, nel qual caso il valore corrispondente è negativo.

Detta qualità o caratteristica si realizza al minimo grado quando la quantificazione cade su una delle due linee orizzontali, di un mm di spessore, isolate: quella continua o negativa e quella punteggiata o positiva. Dette due orizzontali corrispondono, appunto, ai due minimi opposti: uno per sovrabbondanza e l'altro per scarsità di apporto. Inoltre, bisogna tener presente, quando tali orizzontali coincidono cogli estremi superiori, il positivo e il negativo, del rettangolo di fondo, non non si indicano.

Detta quantità o caratteristica si realizza con un grado più o meno alto, tra i due estremi, quando la quantificazione cade tra la posizione di massimo e una delle due posizioni di minimo, considerando una proporzionalità lineare. Dato che le quantificazioni dei rettangoli in uno stesso diagramma in genere dànno apporti diversi, si deve fare la media ponderata tra gli apporti dei vari rettangoli, usando come pondi i numeri situati sopra ciascun rettangolo interessato.

Così, come sarà sviluppato con sufficienti particolari a suo tempo, la misurazione di tutte le unità eufonotecniche permetterà di determinare il diagramma eufonometrico di una musica. Ed in base a questa misurazione sarà possibile dare la definizione di « musica » ad un insieme di suoni oltre che la determinazione delle caratteristiche particolari di essa; in base, cioè, al poter realizzare, piuttosto che no, il diagramma eufonometrico di tale complesso di suoni e in base al tipo di diagramma. Perchè il poter realizzare detto diagramma significa, come sarà a suo tempo dimostrato, che quei suoni sono espressioni, sono vibrazioni, atti, emozioni, di un Essere pensante e percepente, cioè che quei suoni hanno vita, rappresentano, in altre parole, l'Anima di quell'Essere. Dato che il diagramma usato è lo stesso diagramma che riassume i valori delle unità antropoindividuometriche che permettono di determinare l'individuo, come sarà dimostrato certamente a maturazione ambientale completata e applicato su vasta scala tra molto e molto tempo ancora!

Ora che è stato dato questo sguardo generale all'organizzazione degli elementi e dei complessi metrici utilizzati in questi calcoli di eufonometria, osservo che l'unità *diseufon*(*) entra in talune formule di talune unità eufonometriche e osservo pure che l'unità di *alnà o Altezza di Natura Prima,* di cui si deve trattare in questo articolo, entra nelle formule relative ad altre unità.

Fig. 2 - Diagrammi degli elementi eufonometrici intervenenti, dei loro massimi, dei loro limiti per la determinazione dello sviluppo quantitativo di tre comuni caratteristiche musicali.

4. L'altezza di natura prima

Posso così accingermi ad esaminare propiamente come arrivare alla misurazione dell'*alnà*, nonchè a darne le spiegazioni particolaristiche necessarie.

Così coi successivi articoli si definiranno gli elementi di altre unità eufonometriche in modo che infine vi sia una visione sufficiente di tutte e si possa iniziare ad analizzare, a valutare e a qualificare tecnicamente le musiche.

Prendiamo quindi in esame la Tabella delle altezze di natura prima delle 12 note della scala temperata (vedi fig. 3).

Per l'esame dei calcoli che portano ai suddetti valori si rimanda all'Appendice del presente articolo, come per i calcoli della dissonanza di relazione si è rimandato il lettore all'Appendice Seconda dell'articolo precedente.

È originata da due testate: una orizzontale colle suddivisioni: *Bi, Tri, Pen, Ep, Ult,* Totale, e una verticale coi numeri arabi da 1 a 12.

(*) Vedi il II articolo.

I quadratini indicano a colpo d'occhio, mediante il tratteggio della parte bassa di essi, delimitato da una orizzontale, il valore percentuale delle nature prime dei numeri denominatori delle frazioni di frequenza relativa (*).
La testata orizzontale indica le nature prime di cui sotto sono date le percentuali. La testata verticale indica le note di cui a destra sono date le percentuali di natura corrispondenti.
Si usa *Bi* al posto di 2, *Tri* al posto di 3, *Ep* al posto di 7 e *Ult* al posto di tutti i numeri primi ulteriori che all'orecchio-cervello umano sono indistinguibili tra loro. Ciò sia per evitare confusioni, sia perchè usati così i numeri diventano equivalenti ad aggettivi, cioè a vocaboli.
La colonna del Totale indica la quantità di intervento dei numeri primi come denominatori nelle zone di indistinzione delle singole note (*) cioè l'essere di nota più o meno determinante natura prima. È un numero che si può propriamente padroneggiare solo in sede di esame dei calcoli. Comunque per quanto si riferisce a ciò che stiamo esaminando non è importante.
I valori analitici di percentuale sono riportati in piccolo in alto nei quadratini, ma praticamente basta un'occhiata valutatoria per l'utilizzazione del diagramma. Invece si useranno i valori in cifre se si tratta di stendere altre applicative tabelle o di usare questa sistematicamante, attraverso procedimenti completamente computati.
Osservando il diagramma si scorge subito come la nota 8 (sol su base do) sia la sola di natura marcatissimamente *Bi* (denominatori = 2^n); come la nota 6 (la su base do) sia invece di assai pura natura *Tri* (denominatori 3^n; mentre la 10 è di natura *Tri* un po' sporca, dirò, d'altre nature; come la natura del 5 sia analoga a quella dell'8, ma non così pura, particolarmente perchè in essa è alta la percentuale di *Ult*; come le note 4, 7, 9 e anche un po' l'11 siano analoghe tra loro; come la 3 sia invece analoga al 12, e la 2 sia la nota più ricca di *Ult* cioè più alta di natura prima. Così altre osservazioni si potrebbero dettagliare.

(*) Vedi Appendice Prima e il II articolo.

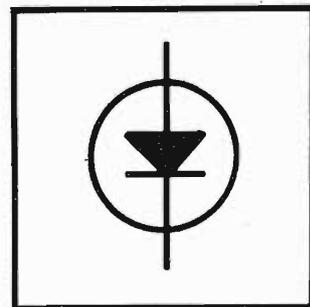
Naturalmente tutti questi significati di nature delle note sono sempre in ragione di una basale. Variando la basale variano numeri proprii delle note e di conseguenza la loro natura. Il problema della natura è un tutt'uno col problema della consonanza, come del resto appare anche dai calcoli propriamente.

5. La formazione dei cicli cerebrali di valutazione della natura prima dell'uomo

Reso chiaro il significato della tabella di diagrammi-valori e della unità di misura in appendice, e la dimostrazione od elaborazione teorica pura per arrivare a tali risultati, considererò prima di esaminare l'applicazione, come l'uomo abbia in sè registrata nel proprio cervello anche questa tabella di diagrammi come ha registrato in sè quella della consonanza-dissonanza e come sia giunto a ciò attraverso un lungo cammino evolutivo. Naturalmente in poche parole estremamente riassumenti.
Ho affermato nel precedente articolo che l'uomo primitivo padroneggiò anzitutto l'intensittà e la durata dei suoni nella musica, arrivando così facilmente al ritmo, e che invece l'esperimentazione circa la frequenza non è ancora teoricamente e organicamente (formazione dei cicli cerebrali umani corrispondenti) conclusa. Ho distinto i facili problemi dell'altezza assoluta (posizione assoluta sulla scala della frequenza) da quelli ardui dell'altezza relativa (frequenza rispetto ad una fondamentale).
Consumate e consumando queste esperienze, l'uomo seguì due strade apparentemente distinte l'una dall'altra, e invece profondamente unite come vedremo. La prima, quella che si potrebbe considerare come più importante, ebbe i veri inizi colla scuola pitagorica, determinò l'uso della scala temperata di 12 note, si complessò nelle multiple moderne tendenze e ricerche relative alla scala da usarsi e a parecchi aspetti tecnici e teorici connessi alla consonanza-dissonanza e si concluderà con la comprensione da parte dell'uomo del meccanismo di calcolo tecnico e cerebrale della dissonanza di relazione e con le prime applicazioni corrispondenti.

La seconda via, quella relativa alla natura prima delle note e della musica, ebbe inizi più remoti. Cioè subito dopo che, nel succedersi degli evi, l'uomo apprezzò sufficientemente il tecnicismo elementare relativo alla intensità e alla durata dei suoni, affiorarono alla sua coscienza le differenziazioni di natura delle note. Ebbe così già in data remota nozione subcosciente della basale (perchè non si arriva ad afferrare la natura delle note, anche in cicli cerebrali semplici, senza avere cerebralmente fissata la basale); complessò così già in data remota i primi facili calcoli subcoscienti circa la natura, ebbero così sviluppo le innumerevoli scale non pitagoriche e non temperate che sono state usate nel tempo dai popoli, da tutti i popoli, ad esclusione

	Bi	Tri	Pen	Ep	Ult	totale
1	46	26	11	7	11	284
2	32	17	8	8	36	42
3	44	22	8	14	12	59
4	27	13	35	2	23	66
5	60	8	4	8	20	70
6	20	65	4	2	9	104
7	23	14	27	17	18	68
8	78	10	4	2	5	148
9	25	14	29	16	17	64
10	23	49	6	7	15	78
11	36	19	20	4	21	73
12	32	23	9	12	24	55

Fig. 3. Tabella - diagrammi delle altezze di Natura Prima secondo l'ascoltatore più raffinato.

degli occidentali moderni.
Non è possibile in questa sede esaminare specificatamente queste scale. È uno studio che potrà, sulla scorta dei calcoli esposti in questi articoli circa la dissonanza e la natura, essere sviluppato in avvenire da specializzati. È certo uno studio interessante, ma richiede una formazione e una preparazione che non è ancora sufficientemente frequente nell'uomo di oggi.

Solo è indispensabile osservare come anche attraverso questa via l'uomo potè esprimere se stesso, le proprie primitive o raffinate emozioni, i proprii grossolani o elevati e complessi desideri.

Poichè uno è il calcolo della consonanza-dissonanza o quello della natura prima delle note e della musica, e un altro fatto, ben distinto, non mi stancherò di ripeterlo, è quello di esprimere la Psiche ovvero l'Anima, ovvero il Sè, dando luogo, nel caso che vi sia perfezione d'espressione, all'opera d'arte.

In altre parole per impostare la formula generale della melodia (con o senza accompagnamento ed orchestrazione), dalla quale può scaturire se vi è perfezione di applicazione l'opera artistica (non dico l'opera d'arte perchè i calcoli di applicazione di queste intuizioni, largamente controllate sperimentalmente, sono i primi deboli passi lungo una difficile e complessa via applicativa), per impostare la formula generale della melodia, ripeto, si può ricorrere ad una qualunque sufficientemente estesa scala di note: si avranno diversi valori di dissonanza come diverse percentuali di natura. La differenza tra le due suddette vie seguite dall'uomo consiste essenzialmente nell'avere, l'uomo, tramite Pitagora, dato sviluppo nel proprio cervello al complessamento dei calcoli della dissonanza di relazione, in obbedienza, naturalmente, al Principio di Consonanza Maggiore, al solo scopo subcosciente di udire dei suoni più gradevoli, più riposanti, di più facile calcolo, richiedendo però un maggior complessamento ciclico cerebrale, cioè uno sviluppo evolutivo cerebrale, in tal senso, maggiore. Mentre l'altra branca umana, più involuta, ha creato in sè soltanto i cicli cerebrali di più semplice calcolo, relativi alla sola natura delle note, non giungendo a quell'ulteriore lavoro di sceverazione cerebralmente costruttiva propria della dissonanza di relazione.

Ecco così chiaramente perchè quei popoli non possono apprezzare le nostre conquiste melodiche, operistiche, sinfoniche costruite sulla scala temperata a 12 note e sul suo tecnicismo. E come la prima via si concluderà con la chiarificazione applicativa del meccanismo di calcolo della dissonanza di relazione, così la seconda via si concluderà con la comprensione da parte dell'uomo del meccanismo di calcolo tecnico e cerebrale della natura prima delle note e con le prime applicazioni corrispondenti.

Conquistate queste verità nel campo artistico, ovvero dello studio del materiale e del processo creativo unicamente proprio all'artista, l'uomo potrà mietere più abbondantemente nel campo della Bellezza e, attraverso la Bellezza, potrà più facilmente aspirare alla Verità Una e Totale, scopo ultimo di ogni creatura.

6. - Applicazione della tabella delle nature prime

Ed ora parlerò un po' dell'uso della tabella delle nature prime.

Una prima ed importantissima applicazione sta nel determinare, per ogni polifono complessabile coi monofoni o suoni elementari, i tre valori percentuali medi delle nature *Bi, Tri* e *Pen-Ep,* cioè del 5 e del 7 assieme in quanto l'orecchio-cervello umano attualmente non distingue propriamente le due non molto differenziantisi nature. Ci sarà così la chiara e facile possibilità di scegliere, sia pure in base a tutti gli altri criteri di selezione, i polifoni delle richieste nature. Ciò per creare melodie, per completare con accompagnamento le melodie, per timbrarle e per orchestrarle. Questa selezione del materiale sonoro è una delle più facili e conviene sia attuata prima delle altre.

È chiaro che se si usano certe note in ragione della basale, si ha una certa espressione di natura prima, se altre note altre espressioni di natura e così via; e sappiamo che la natura prima entra nel gioco degli elementi eufonometrici in modo da influire sulla qualifica da attribuire alla musica.

Una seconda applicazione sta nella possibilità di sostituire, ad esempio un polifono di determinata natura con altri i quali abbiano uguale natura, ma differenti altre caratteristiche, come può essere richiesto da una determinata impostazione di note.

È reso così possibile mantenere la supposta soddisfatta condizione di natura, variando le condizioni insufficienti. Non è possibile esaminare qui in dettaglio.

Una terza applicazione sta nell'apporto dato dalla tecnica relativa alla natura prima alla plasmazione calcolata della melodia.

Qui però occorrerebbe stabilire la nozione di *Bruschezza di Passaggio di Natura Prima,* il che è scopo, unitamente ad altri, di un articolo futuro al quale, per il momento, si rimanda.

Non è possibile qui riportare le tabelle che vengono usate per queste applicazioni.

È, inoltre, necessario sviluppare altri vari aspetti teorici prima di poter bene constatare quali vaste possibilità applicative scaturiscono dalla tabella della natura prima delle note. Comunque si può asserire, concludendo, che la suddetta tabella costituisce, un forte mezzo di calcolo eufonotecnico, all'incirca importante quanto la tabella della dissonanza di relazione.

E nel chiudere l'articolo non posso non rivolgere il pensiero ai due sommi che ebbero le prime concrete intuizioni in questo tanto difficile, sfuggente ed affascinante campo: Pitagora che intuì che a termini frazionari semplici corrisponde gradevolezza, consonanza; Eulero che usò i numeri primi (*), per complessare i calcoli della dissonanza, avendo così l'intuizione della numerica natura prima delle note e della musica.

(*) Vedi i Cenni storici.

(continua)

Simulatori di radioechi meteorici

di G. Bortolotti - A. Dardi - C. Franceschi - S. Gottardi

Istituto di Fisica dell'Atmosfera del CNR, Sezione di Bologna

Viene descritto uno strumento che, pur destinato ad impieghi particolari, presenta alcune caratteristiche che possono trovare un più vasto campo di utilizzazione. Esso è costituito essenzialmente da un generatore di segnali di AF la cui forma d'onda può essere prefissata a piacere, e da un generatore di segnali a RF, che impiega semplici e versatili interruttori a diodi per la commutazione veloce di segnali analogici a RF.

1. Introduzione

Il generatore di segnali a cui è dedicata questa breve nota è stato realizzato per la taratura ed il controllo di una stazione interferometrica radar per l'osservazione e lo studio dei radioechi causati da tracce meteoriche. Tuttavia, poichè alcune sue caratteristiche ne consentono un più vasto impiego, ci proponiamo di metterne in evidenza soprattutto gli aspetti, che presentano un maggior interesse generale. A questo scopo, conviene distinguere il generatore in due parti delle quali la prima è destinata a fornire segnali di bassa frequenza con una forma d'onda prefissata a piacere; la seconda parte è costituita da un generatore, che permette di ottenere diverse combinazioni di segnali a RF tra i quali vengono mantenute ben determinate relazioni di fase, partendo da un gruppo base di sette segnali; questo risultato viene ottenuto impiegando un sistema di interruttori a diodi particolarmente adatti per una rapida commutazione di segnali VHF (nel nostro caso la frequenza è di 42,7 MHz).

Il prototipo da noi realizzato viene attualmente utilizzato per generare gruppi di impulsi di RF con modulazione di ampiezza e con relazioni di fase tali da simulare completamente le caratteristiche dei radioechi meteorici. Per meglio descriverne il funzionamento, è bene fare riferimento al modo di operare della stazione interferometrica destinata alla ricezione dei radioechi. La Sezione di Bologna dell'Istituto di Fisica dell'Atmosfera del CNR sta infatti costruendo un sistema radar per lo studio sistematico della struttura dell'alta atmosfera mediante l'analisi dei radioechi meteorici, che vengono ricevuti sotto forma di impulsi di RF con un'ampiezza che decade esponenzialmente nel tempo (Verniani, 1967).

2. Descrizione dello strumento

2.1 . Parte a bassa frequenza

In questo paragrafo viene descritto un semplice, ma pratico sistema per ottenere una forma d'onda insolita, che nel nostro caso riproduce il profilo di decadimento dei radioechi meteorici, ma che in generale può essere prefissata a piacere, purchè il suo spettro non contenga frequenze superiori a quelle che possono essere seguite dal fotoelemento utilizzato. Con riferimento al blocco S_1 della Fig. 1, il segnale desiderato viene ottenuto in questo modo: si traccia su un disco di materiale trasparente il diagramma che riproduce la forma d'onda desiderata, utilizzando il bordo del disco come asse dei tempi e si annerisce la superficie compresa fra il profilo tracciato ed il centro del disco ottenendo così una sagoma trasparente. Il disco ruota davanti ad uno schermo in cui è praticata una fessura di altezza pari alla massima escursione del profilo della sagoma e di alcuni mm di larghezza (4 mm nel prototipo da noi realizzato). Il fotodiodo *F* illuminato da una sorgente luminosa attraverso il sistema disco-fessura riceve quindi un flusso luminoso proporzionale all'area di sagoma delimitata dalla fessura, e la conduttanza del fotodiodo varia seguendo il profilo della sagoma. Il fotodiodo è alimentato da un generatore di corrente ed è seguito da uno stadio invertitore ad alta impedenza d'ingresso; all'uscita di questo stadio si ha quindi una tensione la cui forma d'onda riproduce il profilo della sagoma. Facendo ruotare il disco per mezzo del motore *M*, si ottiene un segnale periodico il cui periodo *T* è pari al tempo impiegato dal disco a compiere un'intera rotazione (nel nostro caso $T = 1$ sec). Un semplice sistema di microinterruttori e relè permette di avere a disposizione il segnale per un solo periodo oppure per più periodi. La tensione così ottenuta viene poi utilizzata per modulare in ampiezza gli impulsi RF generati dagli stadi, che costituiscono la seconda parte del generatore.

2.2. Parte a radio frequenza

Questa parte dello strumento è stata realizzata per poter avere a disposizione diverse combinazioni di segnali RF con relazioni di fase ben determinate, allo scopo di verificare periodicamente il potere risolutivo angolare del sistema interferometrico della stazione radar, che risulta costituita da sette antenne collegate ad altrettanti sensibili ricevitori supereterodina e disposte come nei primi tre casi di Fig. 2 (Forattini et al., 1968).

Fig. 1

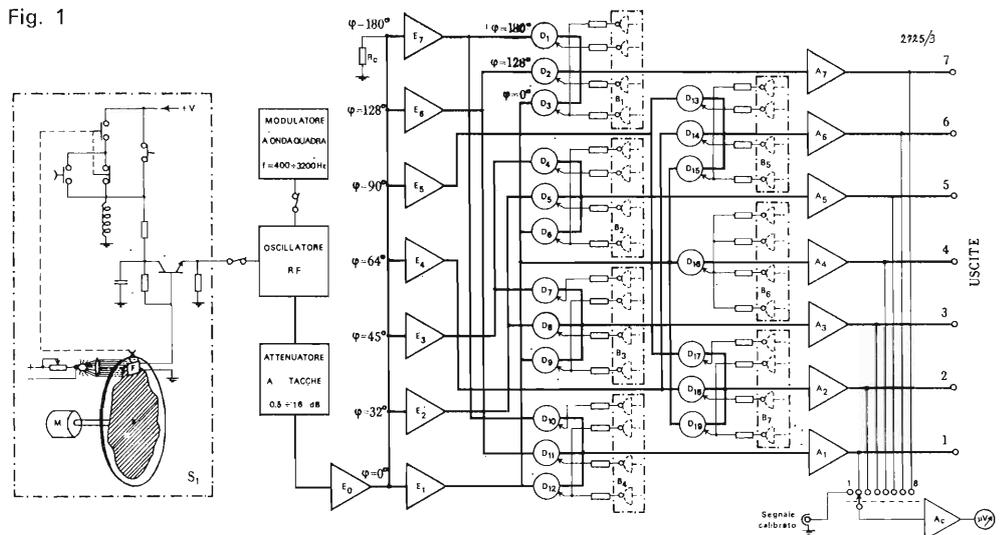
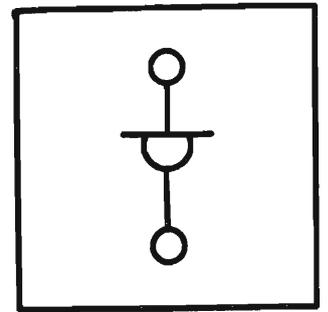
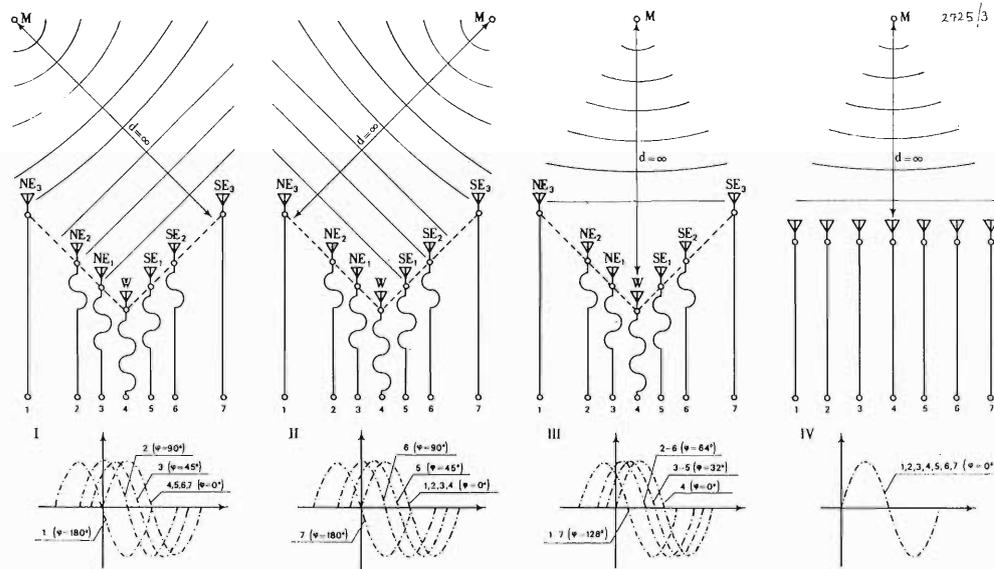



Fig. 2

Le fasi dei segnali rivelati dalla stazione ricevente dipendono infatti dalla posizione angolare, rispetto al sistema interferometrico di antenne, della ristretta zona dove avviene la riflessione: è allora possibile, con un gruppo di sette segnali RF opportunamente sfasati fra loro, simulare l'eco prodotta da una meteora posta in una determinata posizione M. Nella Fig. 2 sono rappresentate quattro diverse situazioni di particolare interesse per la messa a punto della stazione; nella prima, ad esempio, i segnali ricevuti dalle antenne 4-5-6-7 sono in fase fra loro, mentre quelli ricevuti dalle antenne 1-2-3 sono sfasati rispettivamente di 180°-90°-45° rispetto a quello dell'antenna centrale 4 che viene scelto come segnale di riferimento. Per ciascuna delle situazioni presentate in Fig. 2 sono riportate le relazioni di fase fra i segnali corrispondenti a queste situazioni; tenendo presenti queste relazioni si può osservare che, a seconda della combinazione scelta, sull'antenna 1 (e quindi all'uscita 1 del simulatore) dovrà presentarsi un segnale sfasato rispettivamente di 180°, 0°, 128°, 0° rispetto all'antenna centrale 4. Per maggiore chiarezza, nella tabella 1 sono state riportate le fasi (rispetto al segnale dell'uscita centrale 4) dei segnali presenti, per ciascuna situazione, alle diverse uscite del simulatore.

3. Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento del simulatore può essere descritto facendo riferimento allo schema a blocchi di Fig. 1. Un oscillatore operante alla frequenza di 42,7 MHz e collegato ad un generatore di onde quadre fornisce impulsi di RF modulati in ampiezza dal segnale ottenuto nel modo già visto nel precedente paragrafo: si ottengono così treni di impulsi in grado di simulare l'eco prodotta da una traccia meteorica ionizzata. Gli impulsi RF vengono poi inviati, attraverso un attenuatore seguito da uno stadio separatore, all'ingresso di un cavo coassiale chiuso sulla sua impedenza caratteristica; lungo il cavo, a distanze x dall'ingresso dipendenti dai ritardi di fase φ che si vogliono ottenere ($x = \lambda_c \varphi / 2\pi$, in cui λ_c = lunghezza d'onda nel cavo), vengono prelevati per mezzo degli adattatori di impedenze $E_1, \ldots, E_7$ i segnali con le fasi desiderate; i segnali stessi vengono poi inviati alle uscite del simulatore attraverso interruttori a diodi ($D_1, \ldots, D_{19}$) particolarmente idonei alla commutazione veloce di segnali RF. Dato il tipo d'impiego a cui questo simulatore è attualmente destinato, la sua realizzazione è stata particolarmente curata e volta soprattutto a non alterare minimamente le relazioni di fase fra i vari segnali lungo i diversi percorsi in cui essi possono essere indirizzati. Particolare attenzione è stata quindi posta nella scelta dei vari elementi circuitali e nell'adattamento di impedenza fra il tratto di cavo coassiale utilizzato come linea di ritardo e gli ingressi degli stadi destinati a prelevare i segnali con le fasi desiderate; molto interessante si è dimostrato il comportamento dei commutatori utilizzati per indirizzare i segnali RF verso le uscite del simulatore; i circuiti realizzati rappresentano una semplice ed efficace soluzione dei diversi problemi posti dalla commutazione veloce di segnali analogici (costituiti nel nostro caso da impulsi a RF) le cui caratteristiche elettriche non debbono essere alterate. Come si può vedere dalla Fig. 1, e più chiaramente dalla Fig.3, all'uscita 7 del simulatore possono essere presenti, a seconda dello stato degli interruttori a diodi D_1, D_2, D_3, i segnali provenienti rispettivamente dagli amplificatori E_1, E_6, E_7. Analogamente, agendo sugli altri interruttori, possono essere scelti i segnali da inviare alle altre uscite in modo da realizzare le combinazioni riportate nella tabella 1. Gli interruttori che devono essere posti in conduzione per realizzare ciascuna combinazione di segnali vengono riportati nella tabella 2.

Tabella I - Fasi dei segnali presenti alle uscite del simulatore.

Situazione	Uscite						
	1	2	3	4	5	6	7
I	180°	90°	45°	0°	0°	0°	0°
II	0°	0°	0°	0°	45°	90°	180°
III	128°	64°	32°	0°	32°	64°	128°
IV	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°

Lo stato degli interruttori a diodi viene modificato per mezzo di elementi logici che nella Fig. 1 sono stati schematizzati semplicemente con i blocchi $B_1, \ldots, B_7$ in quanto una loro dettagliata descrizione esula dagli scopi di questa breve nota; questo sistema permette di passare da una combinazione all'altra in un tempo di circa 50 µsec. Passiamo ora ad un esame più dettagliato dei circuiti maggiormente interessanti.

3.1. Separatori di impedenze

Per evitare riflessioni nel cavo coassiale, che causerebbero indesiderate distorsioni di ampiezza e di fase, gli adattatori di impedenze $E_1, \ldots, E_7$ sono stati realizzati con transistori mos-fet (Fig. 3): la loro alta impedenza d'ingresso, infatti, oltre a non caricare il cavo utilizzato come linea di ritardo, permette di adottare per le capacità di accoppiamento un valore molto basso, requisito questo assai importante se si vuole mantenere inalterata la fase dei segnali RF.

3.2. Interruttori a diodi

Il funzionamento di questi interruttori appare chiaramente dalla Fig. 3; lo stato degli interruttori D_1, D_2, D_3 (conduzione-interdizione) dipende dal livello logico delle uscite del blocco B_1 il cui tempo di intervento è 50 µsec. Le induttanze utilizzate L_1, L_2, L_3 costituiscono elementi di blocco per i segnali RF, per evitare interferenze fra i vari segnali in commutazione; ciascuna di esse presenta anche un ben determinato valore resistivo ($R_1 = R_3 = 220\ \Omega$; $R_2 = 82\ \Omega$) necessario per un'esatta polarizzazione in corrente dei diodi utilizzati.

3.3. Amplificatori

Gli amplificatori $(A_1, \ldots, A_7)$ di Fig. 1 sono costituiti da uno stadio differenziale seguito da uno stadio separatore con impedenza di uscita di 50 Ω. Per la regolazione del guadagno è stata adottata una soluzione (Fig. 3), che permette di variare la polarizzazione dei transistori dello stadio separatore senza apportare contemporaneamente modifiche al valore dell'impedenza d'ingresso: si può così variare il guadagno senza introdurre variazioni di fase.

3.4. Amplificatore A_c

Per poter effettuare un confronto fra i livelli dei segnali delle diverse uscite del simulatore ed il livello di un opportuno segnale di riferimento, abbiamo impiegato uno strumento indicatore di uscita. Per rendere possibile questo confronto anche nel caso di segnali a basso livello abbiamo incluso l'amplificatore A_c di Fig. 1 che può essere commutato sulle diverse uscite del simulatore: sue caratteristiche principali sono un guadagno elevato ed una deriva termica assai limitata.

Tabella II - Interruttori in conduzione.

Combinazione	Uscite						
	1	2	3	4	5	6	7
I	D_{10}	D_{17}	D_7	D_{16}	D_6	D_{15}	D_3
II	D_{12}	D_{19}	D_9	D_{16}	D_4	D_{13}	D_1
III	D_{11}	D_{18}	D_8	D_{16}	D_5	D_{14}	D_2
IV	D_{12}	D_{19}	D_9	D_{16}	D_6	D_{15}	D_3

Abstract

We describe a device which, although designed for special purposes, features some characteristics that can be used much more widely. The device is made up essentially by a LF generator which produces any desired waveform and by a HF generator: the latter uses simple and versatile diode switches for fast commutation of analogic signals.

Bibliografia

F. Forattini, M. Schaffner, G. Sinigaglia e F. Verniani: Sistema di interferometri a prodotto ed elaboratore di segnali per radar atmosferico, *Ricerca Scientifica, 38,* 95-101, 1968.

F. Verniani: Progetto CENFAM di un sistema radar multistazione per lo studio delle meteore e dell'alta atmosfera, *Atti del XVI Convegno dell'Associazione Geofisica Italiana,* Napoli, Maggio 1967, 175-187.

Fig. 3

a cura di A. Rovelli

Guide d'onda e cavità risonanti

di A. de Gouvenain

I tecnici specializzati nell'impiego di guide d'onda sanno quanto sia fastidioso effettuare il calcolo delle lunghezze d'onda nelle guide in funzione delle frequenze applicate; orbene, questo calcolo è necessario per effettuare gli adattamenti degli elementi alle iperfrequenze. Questo è il motivo per cui si è compilato il nomogramma più avanti riportato, costruito sul principio degli abachi a punti allineati, che permettono di ottenere immediatamente un valore molto approssimato del risultato; per i calcoli precisi, una tabella numerica permette una determinazione più precisa.

Principio di misura

L'operazione che si effettua più frequentemente nelle applicazioni delle iperfrequenze consiste nello studiare l'adattamento di un elemento in una gamma di frequenze. Così si può arrivare a tracciare in una carta di Smith la risposta di un trombino radiante e in seguito esaminare se si può ottenere l'adattamento, allo scopo di ridurre il più possibile il tasso d'onde stazionarie in tutta la gamma esaminata. Per effettuare questa serie di misure si è condotti a calcoli della lunghezza d'onda nella guida in funzione delle corrispondenti frequenze. Ora, se si conosce la frequenza, si determina rapidamente la lunghezza d'onda in aria, λ aria, usando la formula:

λ metri = 300/f MHz,

e se si utilizza una guida d'onda assegnata funzionante secondo un dato modo, si può calcolare la lunghezza d'onda di taglio. Le guide d'onda, essendo praticamente di tipo rettangolare e funzionanti quasi esclusivamente nel modo TE_{o1} (o H_{o1}), la lunghezza d'onda di taglio, λ taglio, è data dal doppio della lunghezza della guida (lato lungo).

Per determinare la lunghezza d'onda nella guida, λ guida, si usa la relazione:

$$\lambda \text{ guida} = \lambda \text{ aria} \left[1 - \left(\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{-1/2}$$

La pratica dimostra che il valore di λ guida deve essere calcolato con tre cifre significative, o meglio con quattro, il che comporta operazioni lunghe e noiose.

Al fine di aiutare il progettista in questo lavoro, diamo nella tabella I, nel campo degli usi correnti, i valori dei termini sotto radice:

$$\left[1 - \left(\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{+1/2}$$

e del suo inverso

$$\left[1 - \left(\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{-1/2}$$

in funzione del rapporto λ aria/λ taglio.

Questa tabella inizia dal valore λ aria/λ taglio = 0,5; valori inferiori non vengono mai utilizzati, poichè corrispondono al campo in cui si manifestano modi superiori parassiti. Si è assunto come limite superiore il valore λ aria/λ taglio = 0,90, poichè oltre questo valore lo smorzamento cresce rapidissimamente; in pratica i limiti normali vanno da 0,55 a 0,85.

I valori di questa tabella sono illustrati dalle curve di fig. 1.

Per evitare qualunque calcolo e ottenere rapidamente l'ordine di grandezza di λ guida, si può usare l'abaco a punti allineati della fig. 2, che fornisce il valore approssimato di λ guida, quando si conosce il tipo di guida d'onda usato e la frequenza di lavoro.

Per fare ciò, si parte da un punto *C* letto sulla verticale di sinistra, che definisce i tipi principali di guide d'onda, che s'incontrano in pratica, e la lunghezza d'onda di taglio corrispondente nel modo TE_{o1}.

Si congiunge questo punto con il valore della frequenza *f* letto in GHz sulla scala sinistra della verticale di centro, la scala destra indica i valori corrispondenti di λ aria. Il prolungamento di questa retta interseca la verticale di destra in un punto R_1, che si considera come un punto di riflessione. Dal punto R_1 si conduce la tangente alla curva disegnata al centro dell'abaco; il prolungamento di questa tangente interseca l'asse di sinistra in un punto R_2 che si considera come un secondo punto di riflessione. Congiungendo il punto R_2 dell'asse di sinistra con il punto corrispondente al valore della frequenza *f* (o del valore di λ aria corrispondente a *f*) e prolungando questa retta, si ottiene sulla verticale di destra un punto *G*, che indica il valore cercato di λ guida. Esempio: sia una guida di tipo RG-52-U di sezione 2,286× 1,016 cm e funzionante nel modo TE_{o1} alla frequenza di 10 GHz (= 10^4 MHz). Ossia a λ aria = 3 cm. Effettuando gli allineamenti indicati si trova molto agevolmente λ guida = 3,9 cm.

Se si ha λ taglio = 2 × 2,286 = 4,572 cm, si ottiene

$$\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}} = \frac{3}{4,572} = 0,6561;$$

interpolando nella tabella dei valori numerici, si trova:

$$\left[1 - \left(\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{-1/2} = 1,325, \quad \text{da cui}$$

λ guida = 1,325 × λ aria = 3 × 1,325 = = 3,975 cm.

Si vede che l'abaco fa commettere l'errore dell'1%, il che è una buona precisione per un metodo grafico.

Per completare l'abaco, si sono indicati nella tabella II i vari tipi di guide d'onda, che si possono incontrare nella pratica.

Nella prima colonna si sono indicati i tipi francesi raccomandati dal CNET, poi nelle altre colonne la designazione del Comitato Elettrotecnico Internazionale, con le designazioni americane civile (EIA) e militare (JAN) con in più le gam-

Fig. 1 - Grafico che rappresenta i valori della tabella I.

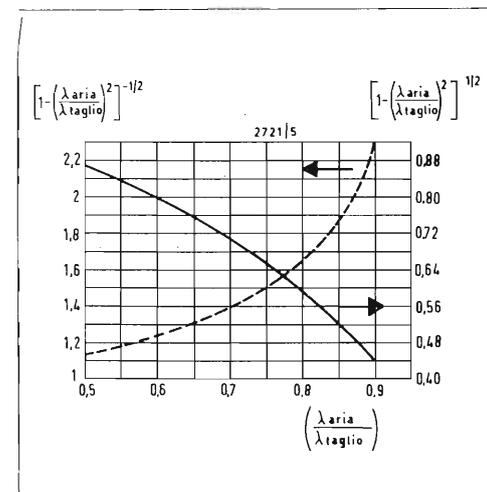



Tabella I

$\dfrac{\lambda\ aria}{\lambda\ taglio}$	$\left[1-\left(\dfrac{\lambda\ aria}{\lambda\ taglio}\right)^2\right]^{+1/2}$	$\left[1-\left(\dfrac{\lambda\ aria}{\lambda\ taglio}\right)^2\right]^{-1/2}$	$\dfrac{\lambda\ aria}{\lambda\ taglio}$	$\left[1-\left(\dfrac{\lambda\ aria}{\lambda\ taglio}\right)^2\right]^{+1/2}$	$\left[1-\left(\dfrac{\lambda\ aria}{\lambda\ taglio}\right)^2\right]^{-1/2}$
0,50	0,866	1,155	0,71	0,704	1,420
0,51	0,860	1,163	0,72	0,696	1,441
0,52	0,854	1,171	0,73	0,683	1,463
0,53	0,848	1,179	0,74	0,672	1,487
0,54	0,842	1,188	0,75	0,661	1,511
0,55	0,835	1,197	0,76	0,650	1,539
0,56	0,828	1,207	0,77	0,638	1,567
0,57	0,822	1,217	0,78	0,626	1,598
0,58	0,815	1,228	0,79	0,613	1,631
0,59	0,807	1,239	0,80	0,600	1,667
0,60	0,800	1,250	0,81	0,586	1,705
0,61	0,792	1,262	0,82	0,572	1,747
0,62	0,785	1,275	0,83	0,558	1,793
0,63	0,777	1,288	0,84	0,543	1,843
0,64	0,768	1,301	0,85	0,527	1,898
0,65	0,760	1,316	0,86	0,510	1,960
0,66	0,751	1,331	0,87	0,493	2,028
0,67	0,742	1,347	0,88	0,475	2,105
0,68	0,733	1,364	0,89	0,456	2,193
0,69	0,723	1,382	0,90	0,436	2,294
0,70	0,714	1,400			

Tabella II

Denominazione				Frequenza in GHz	Lunghezza d'onda in cm, in aria	Dimensioni interne in cm	Banda
CNET	C.E.I. 153	E.I.A.	J.A.N.				
	R 4	WR 2100	RG 291	0,35 a 0,53	85,65 a 56,56	533,4 a 266,7	
	R 5	WR 1800	RG 201	0,41 a 0,62	73,11 a 47,96	457,2 a 228,6	
	R 6	WR 1500	RG 202	0,49 a 0,75	61,18 a 39,97	381,0 a 190,5	
	R 8	WR 1150	RG 203	0,64 a 0,98	46,84 a 31,23	292,1 a 146,05	
	R 9	WR 975	RG 204	0,76 a 1,15	39,95 a 26,76	247,65 a 123,82	
	R 12	WR 770	RG 205	0,96 a 1,46	31,23 a 20,67	195,58 a 97,79	
	R 14	WR 650	RG 69	1,14 a 1,73	26,76 a 17,63	165,1 a 82,55	L
	R 18	WR 510	RG 337	1,45 a 2,20	20,67 a 13,62	129,54 a 64,77	
	R 22	WR 430	RG 104	1,72 a 2,61	17,63 a 11,53	109,22 a 54,61	W
	R 26	WR 340	RG 112	2,17 a 3,30	13,63 a 9,08	86,36 a 43,18	
	R 32	WR 284	RG 48	2,60 a 3,95	11,53 a 7,59	72,14 a 34,04	S
N° 7						66,37 a 29,5	
	R 40	WR 229	RG 340	3,22 a 4,90	9,08 a 6,12	58,17 a 29,08	
N° 6						57,0 a 25,33	
	R 48	WR 189	RG 49	3,94 a 5,99	7,59 a 5,12	47,55 a 22,15	C
	R 58	WR 159	RG 345	4,64 a 7,05	6,12 a 4,25	40,39 a 20,19	
	R 70	WR 137	RG 50	5,38 a 8,17	5,12 a 3,66	34,85 a 15,80	
N° 2						31,0 a 13,78	
	R 84	WR 112	RG 51	6,17 a 9,99	4,25 a 2,99	28,50 a 12,62	
N° 0	R 100	WR 90	RG 52	8,20 a 12,5	3,66 a 2,42	22,86 a 10,16	X
	R 120	WR 75	RG 346	9,84 a 15,0	2,99 a 2,00	19,05 a 9,53	
	R 140	WR 62	RG 91	11,9 a 18,0	2,42 a 1,66	15,80 a 7,90	Ku
	R 180	WR 51	RG 352	14,5 a 22,0	2,00 a 1,36	12,95 a 6,47	
	R 220	WR 42	RG 53	17,6 a 26,7	1,66 a 1,13	10,67 a 4,32	K
	R 260	WR 34		21,7 a 33,0	1,36 a 0,91	8,64 a 4,32	
	R 320	WR 28	RG 96	26,4 a 40,0	1,13 a 0,75	7,11 a 3,56	
	R 400	WR 22	RG 97	32,9 a 50,1	0,91 a 0,60	5,69 a 2,84	
		WR 15	RG 98			3,76 a 1,88	
		WR 12	RG 99			3,10 a 1,55	

me di uso in frequenza e in lunghezza d'onda, nonchè le dimensioni interne. Si noti che la guida di riferimento 0 del CNET corrisponde al tipo R100 CEI o RG52 JAN.
Nota: nel caso in cui si lavori in guida d'onda rettangolare secondo un modo del tipo TE_{mn} o TM_{mn}, la lunghezza d'onda di taglio si calcola con la formula:

$$\lambda \text{ taglio} = 2\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right]^{-1/2}$$

a e *b* sono rispettivamente il lato corto e il lato lungo della guida.
Nel caso delle guide circolari, la frequenza di taglio è funzione del modo e del diametro *d*; si ha, per i modi più comuni:

Modi	λ taglio
TE_{11}	1,73 d
TM_{01}	1,31 d
TE_{01}	0,82 d

In tutti i casi, si può usare l'abaco, partendo non più dal tipo di guida segnato, ma dalla lunghezza d'onda di taglio.

Cavità risonanti

Nelle pagine precedenti si è visto il modo di calcolare la lunghezza d'onda in una guida d'onda, con il metodo dell'abaco a punti allineati.
Nel caso delle cavità risonanti, si possono usare i risultati precedenti, o più rapidamente riportarsi all'abaco cartesiano qui sotto riprodotto, nel caso di cavità a sezione circolare, il cui calcolo esige la conoscenza delle radici delle funzioni di Bessel di prima specie e di ordine *m*, i valori delle quali non sono di uso corrente, ma che si troveranno in questo articolo nel caso in cui si volesse un calcolo precisissimo.

Fig. 2 - Abaco indicante il valore approssimato di λ guida.

Lunghezza d'onda di taglio delle guide d'onda

Le guide d'onda possono trasmettere tutte le frequenze superiori ad una frequenza limite detta « frequenza di taglio », alla quale corrisponde nell'aria la « lunghezza d'onda di taglio » (λ taglio).
Questa λ taglio dipende dalle dimensioni geometriche della guida e del modo di propagazione dell'onda elettromagnetica nell'interno della guida. Nel caso di una guida di sezione rettangolare avente il lato corto *a* e il lato lungo *b* e funzionante secondo il modo $TM_{m,n}$ o $TE_{m,n}$, la lunghezza d'onda di taglio è data dall'espressione:

$$\lambda \text{ taglio}_{m,n} = 2\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right]^{-1/2}$$

In particolare, con il modo TE_{01}, che è il più usato, si trova:
$\lambda \text{ taglio}_{0,1} = 2\,b$.
Nel caso di una guida cilindrica, la lunghezza d'onda di taglio è diversa secondo che la guida funziona nel modo TE o nel modo TM. L'applicazione delle equazioni di Maxwell conduce alle seguenti espressioni:
1° nel modo TE,

$$\lambda \text{ taglio}_{m,n} = \frac{2\pi a}{J'_{m,n}};$$

2° nel modo TM,

$$\lambda \text{ taglio}_{m,n} = \frac{2\pi a}{J_{m,n}}.$$

In queste espressioni, *a* è il raggio della guida, $J_{m,n}$ è la radice ennesima della funzione di Bessel di 1ª specie e di ordine *m*, mentre $J'_{m,n}$ è la radice ennesima della derivata della funzione precedente. A titolo indicativo, si sono riportate nelle tabelle III e IV le prime radici di queste funzioni.

Esempi

1. Una guida d'onda circolare funzionante nel modo TE_{11} ha la lunghezza d'onda di taglio:

$$\lambda \text{ taglio} = \frac{2\pi a}{1{,}8412},$$

per cui, se il raggio della guida è 1,5 cm, si ha:

$$\lambda \text{ taglio} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}5}{1{,}8412} = 5{,}118 \text{ cm},$$

ossia

$$f \text{ taglio} = \frac{30.000}{5{,}118} = 5.860{,}5 \text{ MHz}.$$

2. Se questa stessa guida di 1,5 cm di raggio funziona nel modo TM_{12}, si trova:

$$\lambda \text{ taglio} = \frac{6{,}28 \cdot 1{,}5}{7{,}016} = 1{,}343 \text{ cm},$$

ossia

$$f \text{ taglio} = \frac{3 \cdot 10^4}{1{,}34} = 22.338 \text{ MHz}.$$

Se si chiude (fig. 3) un tronco di guida d'onda per mezzo di due pareti terminali riflettenti, si costituisce una cavità e se si alimenta questa cavità applicandole una frequenza esterna per mezzo di una piccola sonda o di un'astina formante una antenna, le onde elettromagnetiche vanno a dirigersi verso le pareti, poi, dopo

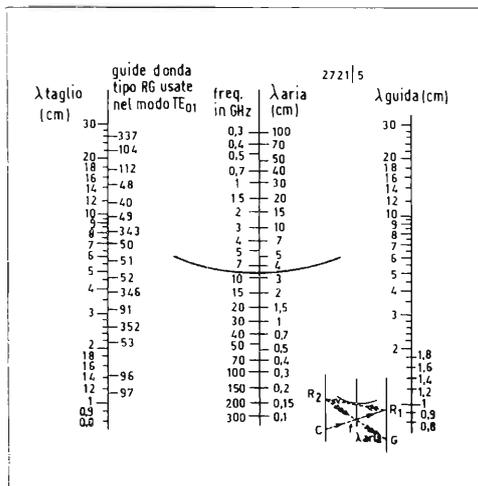
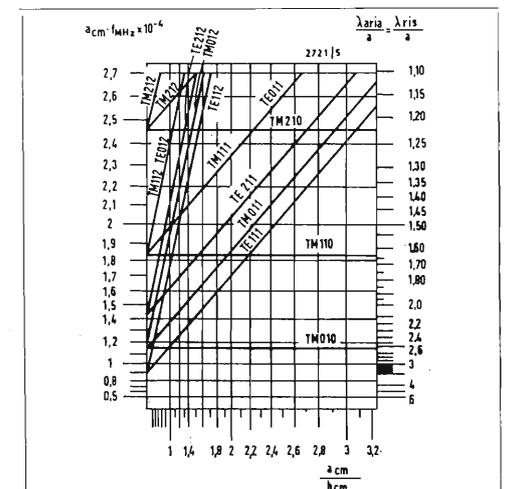



Fig. 3 - Abaco usato per il calcolo delle lunghezze d'onda delle cavità risonanti.

riflessione, ritornano indietro instaurando un regime di onde stazionarie. Se si fa variare la frequenza della sorgente esterna, si riscontra che per certe frequenze fra quelle applicate, appaiono fenomeni di risonanza (che si possono rilevare con una piccola sonda e con un rivelatore).

Queste risonanze si manifestano quando la lunghezza della cavità corrisponde ad un multiplo intero della lunghezza d'onda nella guida. Ora la lunghezza d'onda in una guida di sezione qualunque e funzionante nel modo TE o TM è data dall'espressione:

$$\lambda \text{ guida} = \lambda \text{ aria} \left[1 - \left(\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{-1/2}$$

Cavità di sezione rettangolare

Con una cavità di sezione rettangolare avente la sezione $a \times b$ e lunghezza $2h$, la lunghezza d'onda di risonanza ha il valore:

$$\lambda \text{ ris} = 2\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{k}{2h}\right)^2\right]^{-1/2}$$

I coefficienti m, n, k sono numeri interi, ma due di essi non possono essere nulli contemporaneamente. Così, con la guida rettangolare RG-52-U (CNET n°0) di sezione (a = 1,016 cm × b = 2,286 cm), la lunghezza d'onda di taglio è λ taglio = $2b$ = 4,572 cm.

Se si applicano a questa guida, onde di lunghezza 3 cm, si trova:

$$\lambda \text{ guida} = 3\left[1 - \left(\frac{3}{4{,}572}\right)^2\right]^{-1/2} =$$

= 3,98 cm,

ossia

$$\frac{\lambda \text{ guida}}{2} = 1{,}99 \text{ cm.}$$

Se si taglia questa guida alla lunghezza

$$\frac{3}{2}\lambda \text{ guida} = 5{,}97 \text{ cm,}$$

chiudendo le estremità, si forma una cavità risonante del tipo TE_{013} e si verifica facilmente che la lunghezza d'onda di risonanza è uguale a 3 cm in aria, infatti

$$\lambda \text{ ris} = 2\left[\left(\frac{0}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2 + \left(\frac{3}{2h}\right)^2\right]^{-1/2} =$$

$$= 2\left[\left(\frac{1}{2{,}286}\right)^2 + \left(\frac{3}{5{,}97}\right)^2\right]^{-1/2} =$$

= 3 cm.

Cavità di sezione circolare

Questo tipo di cavità è il più diffuso, poichè è più facile da lavorare e disponendo un pistone mobile, si può far variare la lunghezza d'onda di risonanza e costituire così un ondametro per iperfrequenze. Partendo dalla definizione, che dice che la lunghezza d'onda $2h$ del cilindro è uguale a un numero intero k di semilunghezze d'onda nella guida, si può scrivere:

$$2h = k \cdot \frac{\lambda \text{ guida}}{2} \cdot \frac{\lambda \text{ aria}}{2} \cdot \left[1 - \left(\frac{\lambda \text{ aria}}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{-1/2},$$

se ne deduce facilmente:

$$\lambda \text{ ris} = \lambda \text{ aria} = \left[\left(\frac{k}{4h}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda \text{ taglio}}\right)^2\right]^{-1/2}$$

Tenendo conto della relazione

Fig. 4 - Cavità risonanti a sezione rettangolare o circolare

Tabella III - Modo TE - Radici di J'_n

Ordine m	Ordine della radice 1	2	3	4	5
0	0,0000	3,8317	7,0156	10,1735	13,3237
1	1,8412	5,3314	8,5363	11,7060	14,8636
2	3,0542	6,7061	9,9695	13,1704	16,3475
3	4,2012	8,0152	11,3459	14,5859	17,7888
4	5,3175	9,2824	12,6819	15,9614	19,1960
5	6,4156	10,5199	13,9872	17,3128	20,5755

Tabella IV - Modo TM - Radici di J'_n

Ordine m	Ordine della radice 1	2	3	4	5
0	2,40483	5,52008	8,65373	11,79153	14,93092
1	3,83171	7,01559	10,17347	13,32369	16,47063
2	5,13562	8,41724	11,61984	14,79595	17,95982
3	6,38016	9,76102	13,01520	16,22347	19,40942
4	7,58834	11,06471	14,37254	17,6160	20,8269
5	8,77142	12,33860	15,70017	18,9801	22,2178

$$f\,\text{MHz} = \frac{30.000}{\lambda\ \text{cm}},$$

si può esprimere:

$$f^2 = 9 \cdot 10^8 \left[\left(\frac{k}{4h}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda\ \text{taglio}}\right)^2\right] =$$

$$= 9 \cdot 10^8 \left[\left(\frac{k}{4h}\right)^2 + \left(\frac{R}{6{,}28a}\right)^2\right],$$

R designa la radice della funzione di Bessel di prima specie o della sua derivata secondo il modo d'impiego.

Si può scrivere l'espressione di f^2 sotto la forma:

$$f^2a^2 = 9 \cdot 10^8 \left[\frac{k^2a^2}{16h^2} + \frac{R^2}{(6{,}28)^2}\right] =$$

$$= 9 \cdot 10^8 \frac{k^2}{16}\left(\frac{a}{h}\right)^2 + 9 \cdot 10^8 \cdot \frac{R^2}{(6{,}28)^2}.$$

Questa è l'equazione di una retta, quando si porti in ascisse $(a/h)^2$ e in ordinate f^2a^2, ed è sotto questa forma che la si trova nei formulari.

Per semplificare i calcoli, si è adottato nell'abaco di fig. 3: per le ascisse, il parametro a/h e in ordinate, da un lato il prodotto a cm $\cdot f$ MHz $\cdot 10^{-4}$ e dall'altro lato una scala in λ ris cm/a cm.

Le rette corrispondono ai modi di funzionamento più comuni, ma è ben chiaro che si può completarli usando la tabella delle radici.

Esempi di applicazioni

1. Sia una cavità cilindrica funzionante in TM_{011} avente un raggio $a = 3$ cm e un'altezza $2h = 2{,}6$ cm, di cui si cerca la frequenza di risonanza.

Si ha: $a/h = 3/1{,}3 = 2{,}31$.
L'abaco indica:
λ ris/a = 1,44,
ossia
λ ris = 4,32 cm;
ossia
af ris = $2{,}085 \times 10^4$,
da cui

$$f\ \text{ris} = \frac{2{,}085 \cdot 10^4}{3} = 6.950\ \text{MHz}$$

2 .Una cavità cilindrica di 5 cm di diametro funzionante nel modo TE_{011} viene usata come ondametro per coprire la gamma da 3,75 cm a 3 cm di lunghezze d'onda; si chiede di calcolare la lunghezza della cavità nei due casi estremi e di dedurne la corsa del pistone mobile.

Il raggio è 5/2 = 2,5 cm, da cui λ ris/a deve variare da 3,75/2,5 = 1,5 a 3/2,5 = = 1,2.

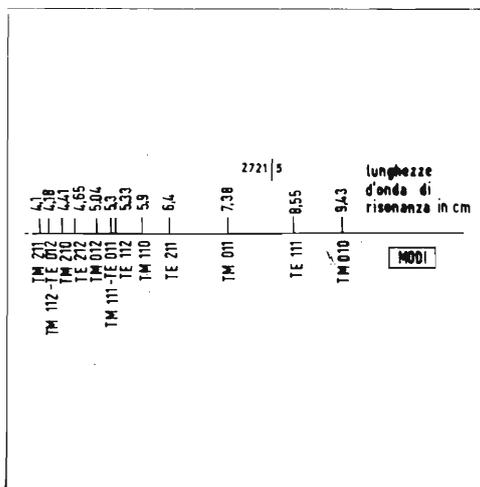
La curva corrispondente al modo TE_{011} indica che il rapporto a/h deve in tal caso variare da 1,08 a 2,28 circa, ossia h deve variare da 2,5/1,08 = 2,31 cm a 2,5/2,28 = 1,09 cm; per la lunghezza $2h$ della guida: da 4,62 a 2,18 cm; allora il pistone deve spostarsi di 2,44 cm.

3. L'abaco della fig. 5 permette di trovare rapidamente i vari modi di risonanza di una cavità cilindrica di date dimensioni. Sia, per esempio, un cilindro di 7,2 cm di diametro e di 6 cm di altezza, cioè: a = 3,6 cm, h = 3 cm, a/h = 3,6/3 = 1,2. Innalzando una verticale dall'ascissa 1,2 e notando i modi, nonchè i rapporti λ ris/a, si può tracciare il grafico di fig. 2. che dà le lunghezze d'onda di risonanza e il modo corrispondente per la cavità. Si vede che, per i modi più semplici, le risonanze sono nettamente separate, mentre per i modi di ordine superiore, i punti di risonanza sono vicinissimi e possono generare confusione.

L'esame dell'abaco dimostra che per evitare questo genere di errore, si ha interesse a non scegliere una lunghezza $2h$ troppo grande, ma al contrario a tentare di ottenere un rapporto a/h superiore a 1 e d'altra parte, nel caso di un ondametro avente un pistone mobile, si evitano le risonanze dovute ai modi non desiderati, coprendo solo una stretta banda.

È così che un ondametro, che deve funzionare nel modo TM_{011}, non deve essere impiegato in altri modi TM, nè in modi TE. Se si assume come valore minimo a/h = 1,5, si trova che se si diminuisce h per ottenere a/h = 1,75, si va incontro al modo TE_{111} e per evitare il modo TE_{211}, bisogna andare da λ/a = 1,73 a $/\lambda a$ = 1,86 solamente, sebbene questi modi disturbanti abbiano scarsa probabilità di manifestarsi.

Fig. 5 - Diversi modi di risonanza e lunghezze d'onda corrispondenti di una cavità cilindrica di 7,2 cm di diametro e di 6 cm di altezza.

da Toute l'Electronique - maggio 1971

La radiostereofonia in MF

(parte 4ª)

di A. Nicolich

Conversione di ricevitori MF a stereo MF

In Italia a tutt'oggi (1971) non si esercita la radiostereofonia MF multiplex. Le radiotrasmissioni stereofoniche effettuate dalla RAI-TV sfruttano due canali di frequenze diverse, ottenendo l'effetto stereo in modo elementare e provvisorio. Per questa ragione e per lo scarsissimo interesse dimostrato dagli Italiani per i nuovi sistemi di audio trasmissione (stereofonia, filodiffusione), i costruttori di radioricevitori non hanno avuto il coraggio di produrre apparecchi stereofonici per via radio, limitandosi (in pochi casi) a fornire i loro ricevitori dei due canali sinistro e destro di bassa frequenza, il che consente l'uso dei dischi stereo e rappresenta un primo passo verso la ricezione stereo, se mai in un lontano giorno dovesse apparire.
Questa ipotesi deve pure essere prospettata. Che cosa accadrà quando anche in Italia, improvvisamente o quasi, le radiotrasmissioni stereo MF saranno un fatto compiuto? Si verificherà la corsa al ricevitore stereo, che risulterà introvabile, e ciò finchè l'industria si sarà allineata alla nuova esigenza (ma occorrerà un annetto, per essere ottimisti). Occorre una soluzione di ripiego, sia pure temporanea, che permetta di sfruttare gli attuali ricevitori MF monofonici, con l'aggiunta di un adattatore-decodificatore e di un secondo amplificatore di bassa frequenza. Si ricorda che qualcosa di molto simile avvenne negli anni '45÷'50 con l'avvento della modulazione di frequenza (MF); anche allora si ricorse alla produzione di adattori contenenti i circuiti necessari per trasformare i ricevitori per modulazione di ampiezza in ricevitori per MF. Tali adattatori, nella forma di un mobiletto da collegarsi al ricevitore, ebbero vita breve; il pubblico preferì aspettare la produzione di ricevitori MF completi, di nuova progettazione, e l'industria rispose molto tempestivamente. Il passaggio dalla MA alla MF non era invero molto difficile, bastava munire il ricevitore di due stadi FI a 10,7 MHz e di un discriminatore, al posto del diodo rivelatore per MA; un commutatore permetteva (e permette tuttora) di sostituire internamente i circuiti per MF a quelli per MA.
In questa puntata, intendiamo dare qualche suggerimento per trasformare i ricevitori MF monofonici in ricevitori stereo, allo scopo di far fronte alla necessità di disporre di un mezzo per la ricezione stereo quando finalmente apparirà.

1. Trasformazione di vecchi apparecchi riceventi a MF stereo

L'installazione di adattatori con gli attuali sintonizzatori e ricevitori è relativamente semplice, specialmente per chi possiede già un apparecchio stereo di alta fedeltà. Si illustreranno due casi comuni relativi alle installazioni di tipo alta fedeltà. Successivamente si descriverà il ricevitore MF completo (provvisto di un solo altoparlante e funzionante in precedenza monofonicamente), dato che la maggior parte degli attuali ricevitori MF sono appartenenti a questa categoria. Come prima cosa, bisogna assicurarsi che il sintonizzatore, o il ricevitore, sia equipaggiato con una presa di uscita multiplex. Se non lo fosse, si può modificarlo facilmente per accogliere tale presa. Si può applicare una presa fono normale nel punto del telaio dell'apparecchio, dove si preleva il segnale audio del discriminatore o dal rivelatore a rapporto, prima del circuito di deaccentuazione. Le fig. 29 e 30 indicano i punti corretti di collegamento nel circuito dei due tipi di rivelatori menzionati. Alcuni sintonizzatori hanno due uscite audio, una a livello fisso, l'altra a livello controllato. Può essere utile sfruttare l'uscita fissa, non più come tale, ma per farne un'uscita multiplex.

2. Impedenza

La lunghezza dei fili deve essere tenuta più breve possibile; quanto più lungo è un filo, tanto maggiore è la sua capacità distribuita e tanto più grande risulta l'attenuazione alle alte frequenze. Ciò è molto sentito nei circuiti discriminatori di MF, che per la loro alta impedenza risentono molto della capacità della filatura. In considerazione di ciò, può risultare conveniente modificare il circuito del discriminatore di fig. 29, come indicato in fig. 31. Riducendo le due resistenze da 0,1 MΩ a 56 kΩ e la capacità di carico dei diodi da 100 pF a 47 pF, si abbassa notevolmente l'impedenza di uscita del discriminatore rendendolo meno sensibile ai carichi capacitivi dei cavi. La modifica suddetta non è da farsi se

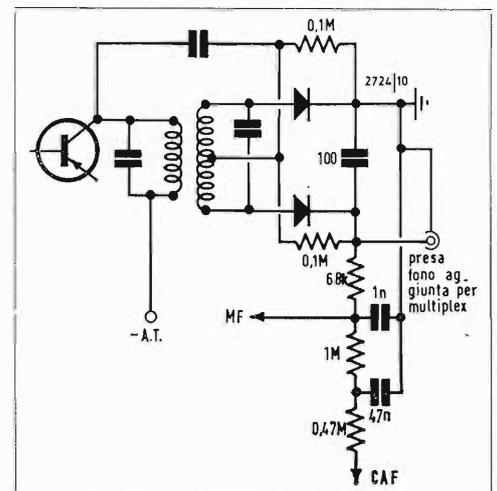



Fig. 29 - Circuito discriminatore fondamentale

Fig. 30 - Circuito rivelatore a rapporto fondamentale.

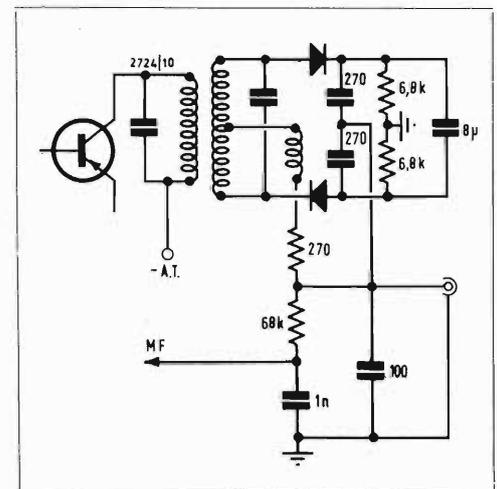
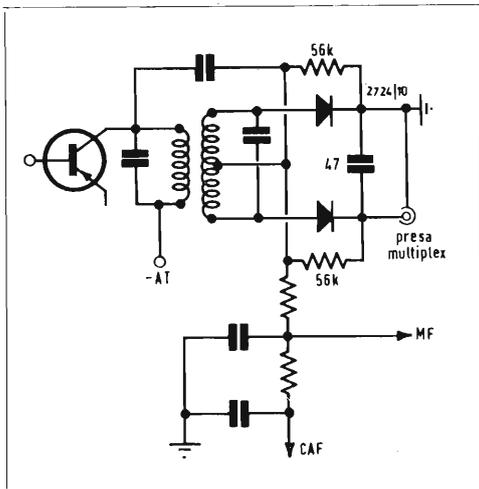
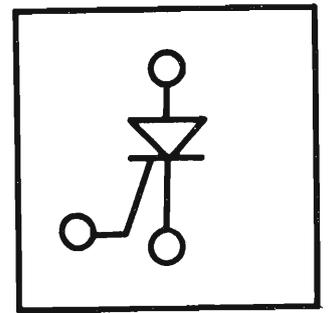
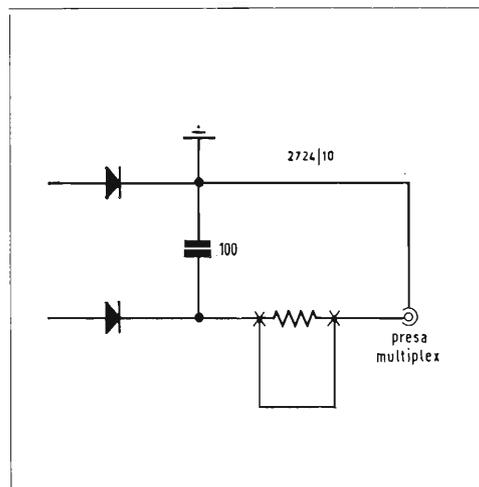



Fig. 31 - Circuito discriminatore modificato per stereo-multiplex.

Fig. 32 - Cortocircuito della resistenza in serie.

il sintonizzatore non ha originariamente un'uscita di almeno 1 V in corrispondenza della modulazione 100%, (± 75 kHz), perchè la modifica abbassando leggermente l'uscita, rischierebbe di renderla insufficiente. Poiché la maggior parte degli adattatori multiplex hanno un guadagno almeno unitario, la lieve attenuazione del livello audio può essere generalmente accettata.

Preparandosi all'avvento della radio stereofonica a MF, ma non conoscendo esattamente i particolari del sistema che verrà adottato, è uso mettere una resistenza in serie fra il discriminatore e la presa di uscita multiplex, come indica la fig. 32. Lo scopo è di isolare il discriminatore da quegli adattatori che possono avere una bassa impedenza di entrata. Ma tale resistenza non è consigliabile e se la trovate nel vostro apparecchio, affrettatevi a cortocircuitarla, o a sostituirla con un breve pezzetto di filo; essa può solo costituire un'impedenza più alta di retroazione per le capacità dei cavetti di collegamento, e quindi attenuare le alte frequenze, come detto sopra.

Alcuni ritenevano che la presa multiplex dovesse essere usata solo per l'estrazione di una portante di alta frequenza (invece del segnale composito totale avente tutte le frequenze comprese fra 50 Hz e 53 kHz) e che si dovesse conservare la normale presa di uscita utilizzandola per le frequenze udibili più basse. Secondo questo criterio, essi accoppiavano il segnale dall'uscita del discriminatore alla presa multiplex mediante un condensatorino di 100 pF o giù di lì. Se trovate nel vostro apparecchio tale condensatore, cortocircuitate anch'esso, poichè alla presa multiplex devono essere presenti tutte le frequenze del segnale composito, mentre 100 pF farebbero passare solo le alte frequenze.

3. Sistemi con componenti separati

La fig. 33 illustra le comuni interconnessioni in un impianto stereo comprendente un amplificatore bicanale, due gruppi di altoparlanti ed un sintonizzatore MF/MA (del normale tipo simultaneo MF e MA). Questo complesso è adatto a ricevere o le trasmissioni MA o quelle stereo a MF. Si noti che le prese di uscita MA ed MF del sintonizzatore sono collegate alle corrispondenti prese di entrata del preamplificatore, mediante i comuni cavetti schermati. Si noti anche che i due altoparlanti (o due gruppi di altoparlanti) sono già connessi all'amplificatore stereo, dato che quest'ultimo viene utilizzato per la riproduzione con i dischi stereo. La presa multiplex (MX) del sintonizzatore, in questo caso, non è usata. La fig. 34 rappresenta la situazione dell'impianto « dopo la cura » È stato interposto un cavetto schermato di collegamento fra la presa MX e l'adattatore. Cavi di uscita sinistro (*S*) e destro (*D*) sono stati inseriti fra le uscite dell'adattatore alle due entrate (*S* e *D*) segnate « sintonizzatore » sull'amplificatore. Generalmente gli amplificatori sono provvisti di due coppie di entrate ad alto livello, indicate come « ausiliarie » « televisione » o « riserva ». Una di queste coppie ausiliarie serve per la connessione delle uscite MA ed MF monofoniche del sintonizzatore. Questi cavi, non necessari per le audizioni MF o MF stereo, sono da conservarsi, perchè l'ascoltatore può trovarsi in una zona dove vengano effettuate trasmissioni MA-MF stereo, o perchè egli desideri ascoltare programmi trasmessi monofonicamente in MA e non in MF. Altro motivo è che alcune stazioni MF molto deboli risultano assai più disturbate se udite attraverso l'adattatore, anziché direttamente. Certi adat-

Fig. 33 - Tipica apparecchiatura stereo a componenti separati.

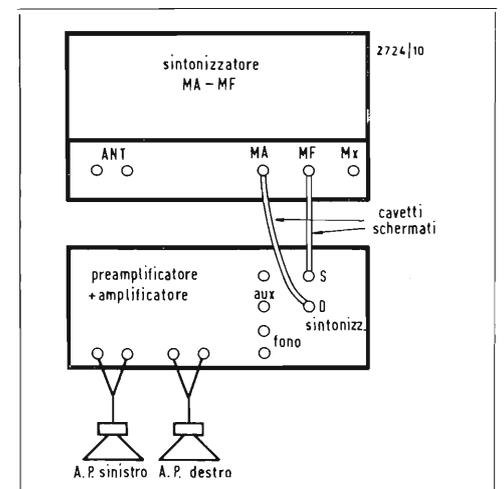
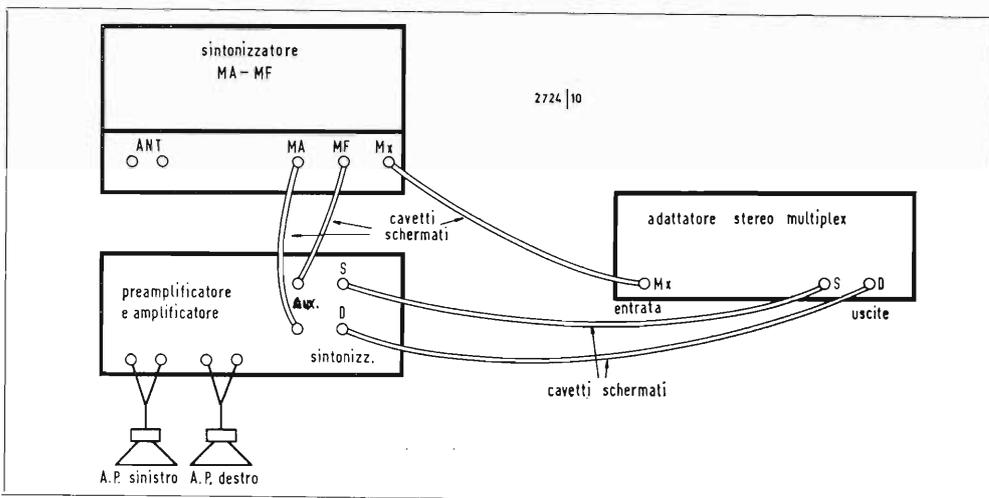



Fig. 34 - Apparecchiatura stereo di fig. 33, con l'aggiunta dell'adattatore multiplex.

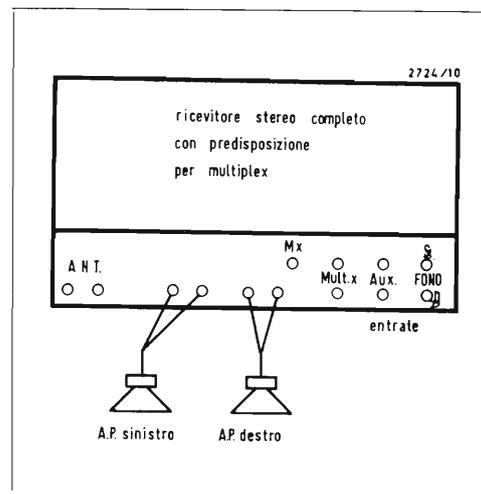
Fig. 35 - Connessioni di un moderno ricevitore stereo.

tatori monostereo sono provvisti di un commutatore che elimina queste difficoltà disattivando in tutto o in parte i circuiti del subcanale. Anche in quest'ultimo caso l'uditore può preferire non dover manipolare un comando dell'adattatore, quando questo sia fuori vista, perchè disposto oltre il sintonizzatore.

4. Sistemi con ricevitore completo di tutti i componenti

La fig. 35 illustra il caso di un ricevitore completo (per es. del tipo di alta fedeltà con altoparlanti separati) prima dell'avvento delle trasmissioni stereo MF, e non richiede delucidazioni. In fig. 36 è stato aggiunto l'adattatore multiplex in modo da ottenere gli stessi risultati della fig. 34. Molti ricevitori stereo di marca estera e di recente costruzione sono già stati forniti di una posizione chiamata MX o MF-MX sul commutatore del selettore RF, e di una coppia corrispondente di entrate disposte posteriormente, per la connessione alle due uscite dell'adattatore. La chiarezza delle denominazioni e la semplicità dell'operazione rendono agevole l'effettuazione dei collegamenti. Se tali ingressi non ci sono, si può usare una qualsiasi coppia di entrate stereo ad alto livello per effettuare le interconnessioni con l'uscita dell'adattatore. Il cavetto schermato di entrata all'adattatore deve essere fatto il più breve possibile. La sua capacità in derivazione è di 60÷300 pF per metro e l'effetto di carico di un cavo di lunghezza considerevole può essere sufficiente a ridurre sensibilmente l'ampiezza dei segnali delle frequenze di ordine più alto del segnale stereo composito e a provocarne dannose alterazioni di fase. Per questo motivo, alcuni fabbricanti forniscono spezzoni già tagliati nella misura più conveniente, di cavetti a bassa capacità e di alta qualità, per l'esecuzione delle accennate connessioni. Se viene fornito un simile cavo, non sostituitelo con un altro. Se dovete farvelo da voi, mantenete le lunghezze non maggiori di 30÷60 cm. In realtà, l'uso di un cavo a bassa capacità (sotto 100 pF/m) risulta anche economico; la modesta spesa suppletiva può apportare una forte miglioria alla riproduzione stereo.

5. Trasformazione di un ricevitore tipo radiogrammofono

Consideriamo da ultimo il problema d'installazione più difficile: la conversione a stereo di un ricevitore MF integrato in un contenitore tipo consolle. La fig. 37 rappresenta uno schema semplificato della normale disposizione delle commutazioni di simili apparecchi. Naturalmente è desiderabile che l'amplificatore e il sistema di altoparlanti contenuti nel mobile continui a servire, come uno dei canali del sistema stereo finale. In conseguenza, il cablaggio del commutatore del selettore deve essere un poco modificato, come indica la fig. 38. In questo schema semplificato, la normale uscita MF del sintonizzatore (deaccentuata) è stata scollegata dal rispettivo terminale sul commutatore rotante del selettore. A questo terminale è stata collegata una delle uscite dell'adattatore multiplex (la sinistra o la destra, secondo a quale lato del mobile debba essere applicato il gruppo di altoparlanti supplementari). Dal punto di prelievo multiplex nel circuito del rivelatore MF (supposto che l'apparecchio non abbia una presa di uscita multiplex), si è inserito un breve cavetto schermato all'entrata multiplex dell'adattatore. La seconda uscita dell'adattatore è collegata ad un amplificatore separato, che alimenta il gruppo di altoparlanti del secondo canale. Questo secondo complesso di altoparlanti viene disposto nell'ambiente di ascolto, in modo da ottenere il miglior effetto stereofonico.

Per evitare un inutile erogazione di corrente dall'alimentatore, in molti appa-

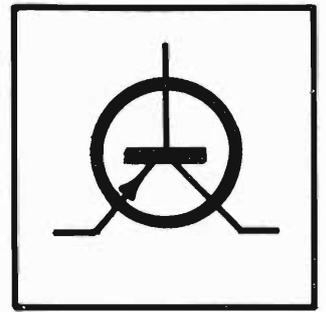
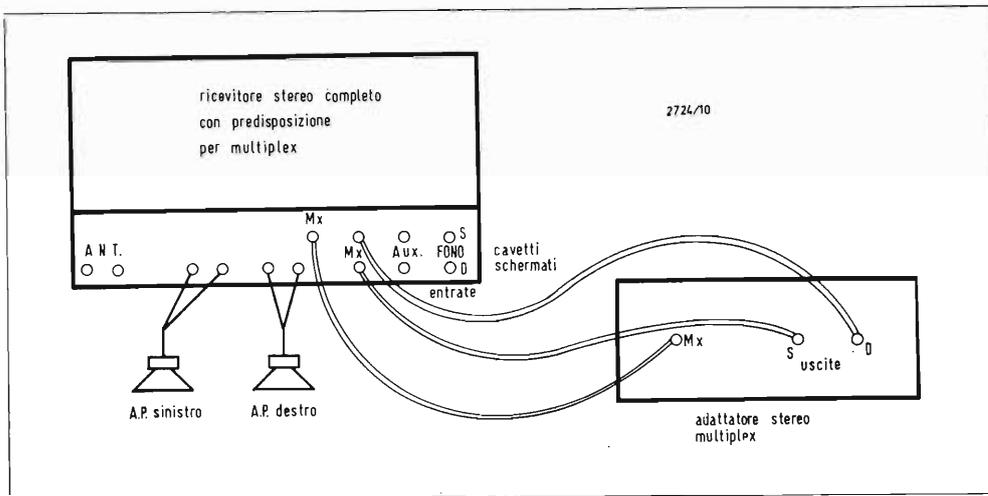



Fig. 36 - Connessioni del ricevitore stereo di fig. 35, con l'aggiunta dell'adattatore multiplex.

recchi di questo tipo, non viene applicata l'alta tensione ai circuiti MF se il selettore non è in posizione MF. (Questa commutazione è ricavata da un altro elemento rotativo del commutatore del selettore non mostrato in fig. 38). Per questa ragione, quella che normalemente sarebbe stata la posizione MF del commutatore selettore, viene ora denominata come stereo MF. Se l'alta tensione continua ad essere applicata ai circuiti MF, con il selettore in posizioni diverse di quella MF, e se vi sono entrate esterne come « Registratore a nastro », è molto più conveniente usare una simile entrata per il collegamento a una delle uscite dell'adattatore. In questo modo, si può usufruire del vantaggio di un miglior rapporto segnale/disturbo, sopra accennato, quando si ascolta una trasmissione radio non stereo.

6. Disposizione dell'adattatore

In ciascuna delle precedenti installazioni, l'adattatore deve essere disposto in modo da ricevere un'adeguata ventilazione. Ciò è della massima importanza, perchè le frequenze dei circuiti accordati criticamente, e in particolare la 19 kHz dell'oscillatore, devono essere mantenute entro strettissimi limiti. Il calore tende ad alterare i valori delle induttanze e delle capacità abbastanza da far variare la frequenza di libera oscillazione dell'oscillatore a 19 kHz. Sebbene siano estremamente stabili, i componenti compensati in temperatura usati nella maggior parte di questi circuiti critici, non possono essere in grado di combattere aumenti di temperatura estremamente alti. Gli adattatori non devono perciò essere posti vicino ai tubi di uscita di potenza, ai raddrizzatori, ai trasformatori di alimentazione e ad altri componenti, che normalmente riscaldano fortemente.

Una cosa vi raccomandiamo: se la vostra prima esperienza di audizione stereo risulta insoddisfacente dal punto di vista della caratteristica segnale/disturbo, non fatene una colpa all'adattatore che avete appena acquistato. Esaminate la vostra antenna, poi la sensibilità del sintonizzatore o del ricevitore. I guai arrecati dagli adattatori sono così vasti, che bastano a giustificare un intero capitolo loro dedicato, però nella grande maggioranza dei casi, non sono responsabili della rumorosità della ricezione.

Fig. 37 - Commutatore selettore di programma di un radiogrammofono.

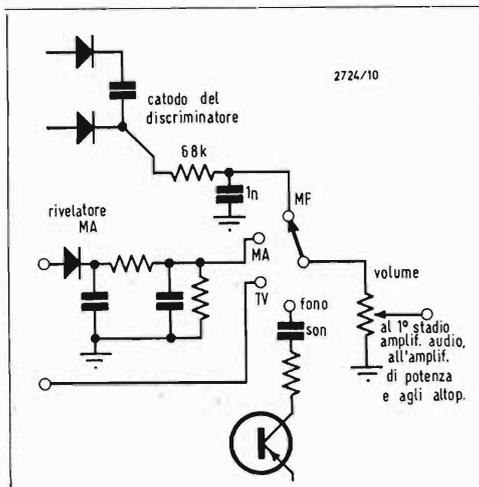
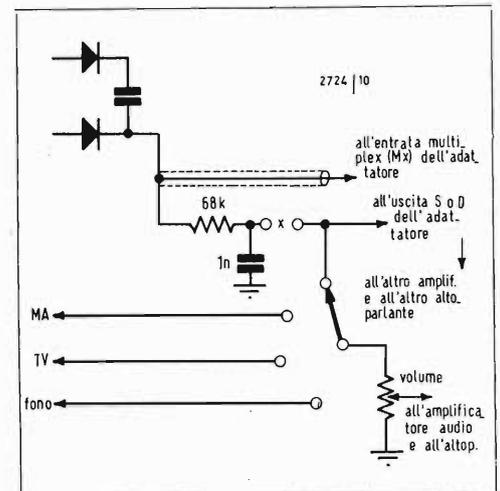



Fig. 38 - Modifica del commutatore di fig. 37 per l'introduzione dell'adattatore multiplex.

Notiziario industriale

La 1ª Mostra Internazionale dell'Elettronica

Si è svolta a Torino dal 25 settembre al 4 ottobre ultimi, la 1ª Mostra Internazionale dell'Elettronica, sintesi delle più avanzate tecnologie produttive e delle ricerche più progredite nel settore elettronico, che con le sue 132 Case produttrici di 11 Paesi, e con il suo Convegno internazionale a cui hanno partecipato 92 relatori di 10 Paesi, costituisce una rassegna fra le più complete che siano state finora organizzate in Italia in questo campo.

Inserita in diversi settori di lavoro ed in particolare in quello industriale, l'elettronica mette a disposizione dei più diversi campi operativi, apparati dai risultati non ottenibili con le tecniche convenzionali, offrendo il mezzo per affrontare in modo nuovo problemi tradizionali e risolvendone altri finora senza pratica soluzione.

Grazie all'impiego dei « computers » la sicurezza e la rapidità di calcolo dei quali li destinano a compiti sempre più impegnativi, l'elettronica viene impiegata quale mezzo ausiliario per eseguire produzioni di beni veri e propri o per computi di genere amministrativo.

Questa Mostra comprendeva in prevalenza tutte le applicazioni elettroniche industriali: un settore minore era dedicato alla Radio-TV.

Esistono oggi dei complessi «computers» giganteschi di enorme capacità che possono entrare in contatto con « clienti » a distanze intercontinentali.

L'accesso al calcolatore centrale può avvenire in qualsiasi momento, a distanze di decine di migliaia di chilometri, mediante il sistema del « time sharing » (suddivisione dei tempi), tramite collegamenti intercontinentali.

Ad esempio, una grande organizzazione americana, nel suo « stand » alla Mostra torinese, dava una suggestiva dimostrazione di un collegamento in atto, a richiesta dal pubblico, con un grande elaboratore elettronico di Cleveland negli U.S.A., tramite satellite la risposta giungeva nel giro di qualche minuto.

Un'interessante applicazione di elaboratori elettronici al servizio della tecnologia industriale era dato dalla FIAT che aveva allestito una linea di produzione della « 127 ».

Un'apparecchiatura complessa a funzionamento automatico, sotto il totale governo di un calcolatore elettronico. Si tratta, in sintesi di un « magazzino-polmone », che fornisce alle linee di montaggio gli autotelai in caso di arresto di una macchina « trasfer». Se si ferma una macchina del genere, il calcolatore preleva dal « magazzino-polmone » uno o più autotelai, quanti sono necessari a riempire l'interruzione, e li avvia alla linea di montaggio che in tal modo non si arresta.

Una saldatrice a punti per l'assemblaggio delle carrozzerie d'auto, fa uso di diodi controllati al silicio (SCR) per correnti dell'ordine di 10 mila ampère, oltre ad essere interamente controllata nelle sue sequenze di funzionamento da un'apparecchiatura elettronica realizzata con componenti integrati della recente serie TTL.

Erano presentate inoltre innumerevoli altre applicazioni in svariati settori di lavoro: fra questi citerò i sistemi per la regolazione semaforica coordinata del traffico stradale.

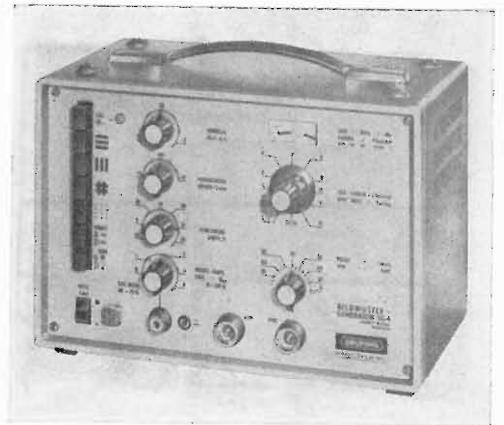
Parecchi componenti speciali erano inoltre esposti, fra i quali molti circuiti integrati di vario tipo, nonché memorie elettroniche a disco ed a nuclei magnetici.

Fra le applicazioni più interessanti dell'elettronica dell'automobile vorrei segnalare oltre ai già noti dispositivi di accensione dei motori a scoppio, il controllo totale del cambio con coordinamento della velocità del veicolo e del numero di giri del motore, e l'equilibrio della frenatura (anti-skid) fra i due assi, anteriore e posteriore.

A. Banfi

● ● ●

Generatore di figure campione SG4

Apparecchio completamente transistorizzato per il controllo di tutte le funzioni di un televisore; genera i segnali video e RF su tutti i canali VHF; la FI (38,9 MHz) ed è sintonizzabile nel campo UHF. Per il controllo del campo di tenuta sono regolabili l'ampiezza dei sincronismi per la frequenza di quadro di riga. La portante audio è modulata di frequenza con 1000 Hz. Al modulatore possono essere inviati anche i segnali televisivi (BAS) esterni. Figure campione a scelta: 12 barre orizzontali, 16 barre verticali, grigliate o con reticolo a punti. Tensione di uscita video: 2,8 V_{p-p} max senza la parte dei sincronismi, 4 V_{p-p} max con i sincronismi positivi e negativi. Tensione di uscita RF: da 4 µV a 4 mV, FI: da 6 µV a 6 mV con regolazione continua. Uscita 60 Ω asimmetrica.

● ● ●

VARIAC, variatori monofasi di tensione alternata

Caratteristiche generali.

Il variatore di tensione VARIAC® (marchio registrato) è un trasformatore ad un solo avvolgimento (autotrasformatore) che serve a variare, in modo continuo ed uniforme, la tensione in un circuito di uscita.

Elettricamente il variatore ha due circuiti: un *circuito di entrata* (primario) collegato in derivazione alla rete (riceve potenza elettrica dalla rete); un *circuito di uscita* (secondario) col-

legato al carico (eroga potenza verso gli apparecchi utilizzatori).

Il variatore può variare la tensione di uscita dallo zero al massimo della tensione di entrata (rete) ed anche, nei tipi con sopraelevazione, *oltre* il massimo della tensione di entrata, cioè *la tensione di uscita può essere superiore alla tensione di entrata.*

La massima tensione di esercizio è di 380 V. Per tensioni superiori a 380 V si possono usare *due variatori in serie* oppure un trasformatore abbassatore all'entrata e un trasformatore elevatore all'uscita del variatore.

Per correnti superiori a quelle indicate nelle tabelle si possono usare *due o tre variatori in parallelo.* Tutti i variatori di tensione sono costruiti per frequenze da 45 a 60 Hz.

Per variatori di tensione con strumenti, per variatori trifasi, per variatori speciali a 2 spazzole, per variatori con comando a motore, richiedere listini particolari. *Tutti i variatori di tensione* VARIAC® *da noi costruiti rispondono alle Norme del Comitato Elettrotecnico Italiano (Norme CEI).*

Caratteristiche costruttive.

Il variatore di tensione VARIAC® è realizzato secondo la più moderna tecnica costruttiva.

È costituito da un avvolgimento su nucleo di forma circolare, sul quale scorre una spazzola di carbone, che copre in ogni momento almeno una spira del filo. La tensione di uscita risulta pertanto variabile in modo continuo ed uniforme. Il nucleo è di ferro al silicio della migliore qualità e tale da ridurre le perdite al minimo.

L'avvolgimento è costituito da filo di rame con isolamento in classe H, avvolto in modo speciale ed accuratamente isolato in modo da garantire un isolamento perfetto anche a tensioni elevate. L'avvolgimento, calcolato a meno di un Volt per spira, consente una regolazione graduale e facile.

Ogni variatore di tensione VARIAC® porta incisi sulla targa la potenza nominale, gli ampere massimi, la tensione di entrata (rete) e i limiti della tensione di uscita. I variatori VARIAC® possono essere forniti nei modelli *aperti, chiusi* e *portatili.*

Nuove tastiere della Plessey per la preparazione di dati codificati

La Plessey Components Group presenta una nuova gamma di tastiere per la preparazione di dati interamente codificati, adatte all'impiego in unità video, in unità per la preparazione di schede e nastro, in stampatrici e in generale nelle apparecchiature di trasmissione dei dati.

Tali tastiere offrono una grande libertà nell'assegnazione dei codici e nell'ubicazione dei tasti, e possono essere facilmente adattate alle esigenze dei sistemi attuali tramite l'incorporazione di accessori alla versione standard. La loro concezione si presta inoltre all'aggiunta di altri elementi, evitando così gli alti costi di lavorazione normalmente connessi con le versioni « extra ».

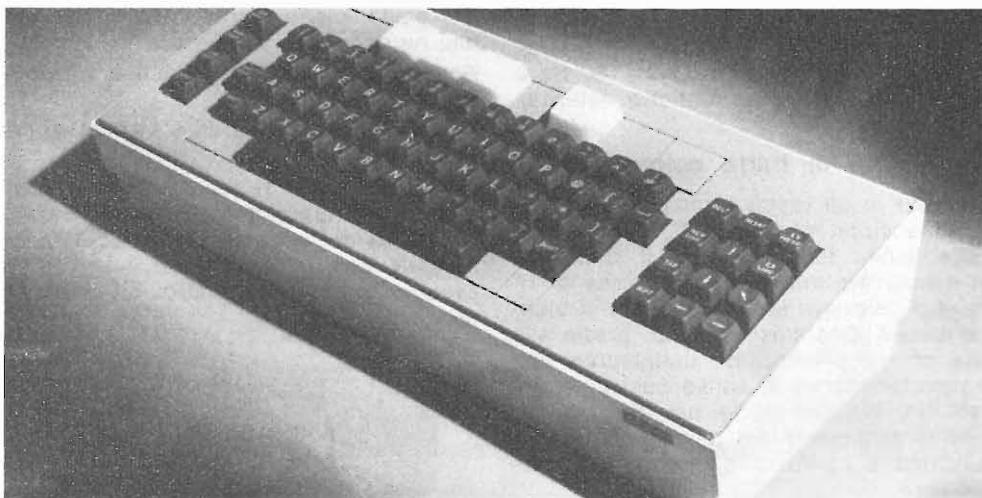
Nella codificazione viene fatto il massimo uso dei circuiti integrati ed è possibile impiegare qualsiasi codice a 7 bit più un bit di parità. Tutti i codici vengono analizzati in modo continuo e in sequenza da un contatore regolato su una frequenza di temporizzazione di 500 kHz.

Il codice corrispondente a un dato tasto viene determinato in base alle sue connessioni con il decodificatore e con il multiplexer. Durante il funzionamento il tasto blocca il processo di scansione in corrispondenza del codice e fa scattare il segnale di temporizzazione. Non essendo generato dal commutatore, il codice è esente dall'effetto di saltellamento dei contatti. Un dispositivo di sicurezza impedisce l'azionamento contemporaneo di più tasti. Le tastiere sono disponibili nelle versioni semplice, doppia e tripla (da uno a tre simboli per tasto), con blocco elettronico dello spostamento. Il consumo normale in stato di funzionamento è di 250 mA, più 1,6 mA per ogni tasto abbassato. Il livello d'uscita è compatibile con le logiche di tipo DTL/TTL.

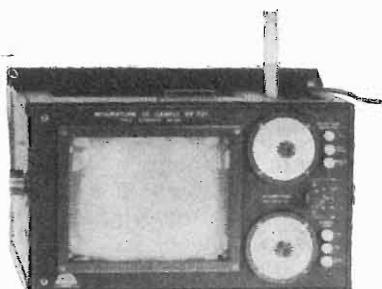
Gli interruttori sono fabbricati dalla Plessey con capsule a lamella R21 che garantiscono un contatto perfetto e un funzionamento sicuro su un'ampia gamma di temperature. Sono disponibili anche tasti luminosi e la tastiera viene fornita nelle versioni a scalini, inclinata e orizzontale.

I tasti, ottenuti per formatura doppia a iniezione, esistono in una vasta scelta di forme, di colori e di finiture, in modo da soddisfare le preferenze personali e le esigenze funzionali. Le tastiere vengono fornite come unità separate, in un telaio stilisticamente compatibile con le altre apparecchiature, oppure complete di tutti gli accessori per il montaggio nell'apparecchiatura principale.

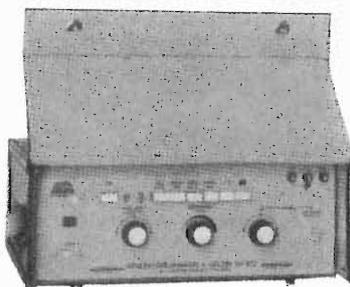
Per informazioni di carattere commerciale rivolgersi alla Professional Components Division, Plessey Components Group, Abbey Works, Titchfield, Fareham, Hampshire, Inghilterra (Telex: Inghilterra 86214).

Un tipico esemplare della nuova serie di tastiere per la preparazione di dati presentata dalla Plessey.

STRUMENTI DI MISURA DELLA UNAOHM

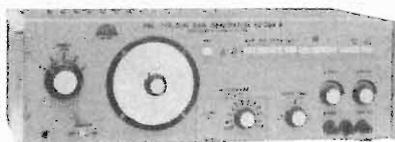
Misuratore di campo con monitore EP 731

E' costituito dall'unione di un misuratore di campo con un televisore: è quindi l'unico apparecchio in grado di consensentire la perfetta installazione di una antenna particolarmente per TV a colori, nonché l'individuazione di interferenze, disturbi, riflessioni, ecc.
Campo di frequenza: bande I - II - III - IV - V.
Sensibilità: 10 µV ÷ 0,1 V in 6 portate, più attenuatore esterno da 20 dB.

Sistema di misura: per comparazione della luminosità effettuata direttamente sul tubo monitore.
Precisione: ± 3 dB per le bande I - II - III; ± 6 dB per la IV e la V.
Impedenza di ingresso: 75 Ω sbilanciata; 300 Ω bilanciata.
Cinescopio 200/150 mm.
Sistema: CCIR 625 linee, 25 quadri: modulazione negativa, suono MF a 5,5 MHz.
Alimentazione: 220 Vc.a., 50 ÷ 60 Hz o 12 Vc.c. - 1,2 A (con batteria esterna).

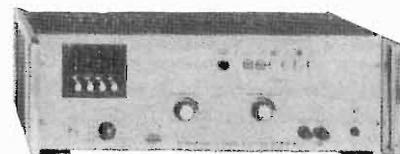
Generatore di barre colore EP 872

Riunisce in un unico complesso, di peso e dimensioni molto ridotti, tutte le caratteristiche funzionali per il controllo, la messa a punto e la riparazione di ricevitori televisivi sia a colori, sia in bianco e nero. Costituisce quindi, grazie alle sue ottime prestazioni, unitamente alla trasportabilità ed al basso costo, l'apparecchio indispensabile per tutti coloro che si occupano del servizio di manutenzione e riparazione di ricevitori televisivi.

Segnali di colore: 8 barre verticali (bianco, giallo, ciano, verde, porpora, rosso, blu, nero).
Reticolo: 12 linee orizzontali e 15 verticali.
Scala dei grigi: inseribile tramite apposito pulsante.
Segnale a video frequenza: conforme all'attuale standard della TV a colori PAL.
Portante A RF: 540 MHz ± 10 MHz.
Tensione di uscita: > 5 mV su 75 Ω.

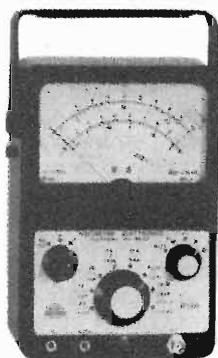
Generatore di barre colore EP 684 R

Costituisce l'apparecchio indispensabile, sia in sede di produzione sia, di servizio assistenza, per la messa a punto, il collaudo e la riparazione di ricevitori televisivi a colori e in bianco e nero.
Questo generatore fornisce tutti i segnali di prova in video frequenza e in radio frequenza VHF e UHF.
Segnali di colore: 8 barre verticali (bianco, giallo, ciano, verde, porpora, rosso, blu, nero).
Reticolo: 12 linee orizzontali e 15 verticali.
Scala dei grigi: inseribile tramite apposito pulsante.
Segnale a video frequenza: conforme all'attuale standard della TV a colori PAL.
Ampiezza del segnale video: 1,5 Vpp regolabile con continuità.
Frequenza portante audio: 5,5 MHz ± 0,2%.

Modulazione di frequenza: 50 kHz a 1000 Hz.
Portante a RF: 50 ÷ 70; 70 ÷ 90; 160 ÷ 230; 460 ÷ 610; 600 ÷ 850 MHz.
Tensione di uscita: > 10 mV su 75 Ω.
Attenuatore: > 80 dB regolabile con continuità.

Generatore Video EP 639

Generatore video VHF-UHF fornisce segnali tali per creare figure geometriche su televisore, barre colorate per TVC.
Sistema di trasmissione: PAL standard G;
Segnale di colore: 4 barre colorate in corrispondenza degli assi ± (R-Y) e ∓ (B-Y). Superficie dello schermo interamente rossa.
Segnali di geometria: cerchio con reticolo, scala dei grigi, punti e reticolo.

Radio frequenza: da 52 a 630 MHz in 3 gamme.
Tensione di uscita: 10 mV su 75 Ω.
Suono: 5,5 MHz, modulato in frequenza a 1000 Hz.

Voltohmmetro elettronico R 125

Analizzatore elettronico universale per la misura di tensioni e correnti continue alternate (efficaci e da picco a picco) e di resistenze, particolarmente adatto per la messa a punto di apparecchiature televisive sia in laboratorio sia in produzione e servizio riparazioni.
Tensioni continue: 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 f.s. con impedenza di ingresso di 11 MΩ - Precisione ± 3%. Con Puntale AT il campo di misura può essere esteso a 30.000 V.
Tensioni Alternate: 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 Veff f.s. - Precisione ± 5%.
Correnti continue: 0,03 - 0,3 - 3 - 30 - 300 µA - 3 - 30 - 300 mA - Precisione ∓ 3%.

Campo di frequenza: da 20 Hz a 5 MHz. Con rivelatore esterno a diodo fino a 200 MHz.

Resistenze: fino a 1000 MΩ in 7 portate.

Molto più facile progettare la sezione suono dei televisori usando il nuovo TBA631 della SGS

I laboratori di ricerca e sviluppo della SGS hanno progettato e messo in produzione un nuovo circuito integrato monolitico, che rivoluzionerà senz'altro la progettazione della sezione audio dei televisori.

Questo circuito integrato, chiamato TBA631, include le seguenti funzioni circuitali:

a) amplificatore limitatore a 3 stadi;

b) rivelatore MF a coincidenza;

c) preamplificatore audio;

d) sistema di polarizzazione automatico;

e) pilota di bassa frequenza;

f) stadio di uscita di potenza.

Il TBA631 forma quindi la completa sezione suono: dal pilota video all'altoparlante. Esso è stato studiato per ridurre al minimo il numero di componenti esterni ed è incapsulato nel contenitore plastico di potenza « split dip » a 16 piedini.

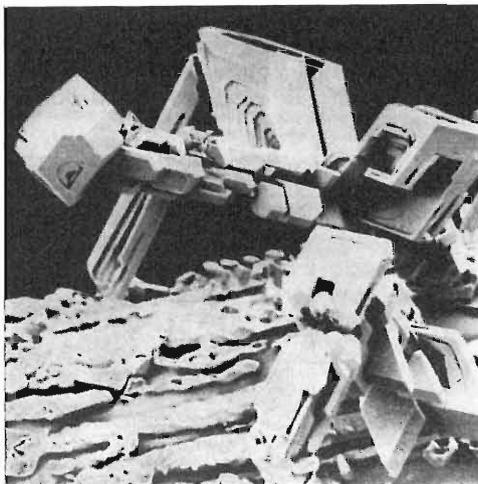
Nella seguente tabella viene riportato un confronto fra il numero di componenti necessari nella sezione di media frequenza audio e bassa frequenza di un televisore usando in un caso componenti discreti e nell'altro il TBA631.

Tipo di componenti	Numero di dispositivi usando comp. discreti	Numero di dispositivi usando il TBA631
Resistenza	27	5
Condensatori ceramici	17	9
Condensatori elettrolitici	7	5
Circuiti accordati	2 doppio accordo	1 singolo accordo
Transistori e diodi	11	1 C.I.

Le caratteristiche essenziali del TBA631 nel televisore sono:

1) tensione di alimentazione: 24 V;
2) resistenza di carico: 16 Ω;
3) potenza di uscita: 3 W al 10% THD; 2,6 W al 2% THD;
4) corrente di riposo: 20 mA;
5) tensione di soglia per la limitazione: 100 μV;
6) reiezione MA: 50 dB a V_{in} = 10 mV; m = 30%; Δf_m = ± 25 kHz.

Veicolo lunare o robot?

Veramente utopistico l'effetto di questa foto. Potrebbe trattarsi di un fotogramma tratto da un film di viaggi nello spazio: ed è invece una foto proveniente da uno dei laboratori OSRAM. In questo modo si formano sul filamento delle lampade elettriche, i cristalli di tungsteno, allorché si verifica una soprasaturazione di tungsteno in atmosfera contenente alogeni. La foto è stata ottenuta con l'ausilio di un microscopio elettronico retinato.

Debutto europeo per la nuova telecamera a colori britannica

La fotografia mostra una parte del processo di lavorazione della nuova, rivoluzionaria telecamera a colori prodotta dalla Marconi britannica. Tre esemplari di questo nuovo apparecchio sono stati presentati alla Esposizione Montreux, svoltasi in maggio.

Modem di dati capace di trasmettere e ricevere 4800 bit al secondo

Un modem di dati di nuovo tipo automaticamente egualizzato, capace di trasmettere e ricevere simultaneamente dati ad una velocità di 4800 bit al secondo e funzionante con precisione su normali linee telefoniche, è stato messo a punto dalla ditta britannica RACAL-Miglo Ltd, Bennet Road, Reading, Berkshire.

Un egualizzatore adattabile esegue automaticamente e continuamente regolazioni per tener conto di cambiamenti nelle caratteristiche di linea, fornendo un funzionamento affidabile senza intervento manuale.

Il modem trova una grande varietà di applicazioni come connessioni per dati tra stazioni fisse, che sono soggette a variazioni nelle caratteristiche di linea, connessioni per comunicazioni di dati per l'esercizio senza sorveglianza, e il trasferimento di dati alla rinfusa verso e da terminali ad alta velocità.

È necessaria una larghezza di banda da 500 a 2900 Hz per il modem, il quale funziona in modo sincrono impiegando tecniche di modulazione in ampiezza. È destinato all'impiego in applicazioni a quattro fili. È disponibile anche in forma doppia da 2400 b.p.s., che permette il funzionamento di due flussi di dati indipendenti da 2400 b.p.s. attraverso una unica connessione per dati.

Alimentatore variabile economico da banco, capace di alte prestazioni

Un assortimento di alimentatori variabili economici da banco capaci di elevate prestazioni, variabili e ad alto grado di stabilizzazione, è stato messo a punto da una ditta britannica per essere utilizzato in laboratori e istituti di ricerca. Ciascun alimentatore include un sistema di protezione contro la sovratensione, un misuratore grande e di facile lettura sul pannello anteriore provvisto di mezzi per doppia indicazione e di comandi di facile impiego.

Sono inclusi mezzi di protezione contro la corrente e la tensione. Il limite variabile di corrente impedisce danni all'alimentazione o al carico in condizioni anormali e permette agli elementi di sopportare corti circuiti continui senza danno.

La protezione contro la sovratensione variabile è facile da impostare ad un livello subito sopra la tensione d'esercizio e impedisce danni accidentali in circuiti a carico critico.

La stabilizzazione tipica risulta essere di 20.000 : 1. L'ondulazione è inferiore a 2 mV e la scala a doppia graduazione permette di leggere con precisione basse tensioni nell'ambito da 0 a 10V. Gli elementi possono essere facilmente azionati sia in serie sia in parallelo; sono disponibili attrezzature complete per la programmazione a distanza.

La gamma comprende tre alimentatori, che danno rispettivamente 0-33 V a 2 A, 0-33 V a 10 A e 0-60 V a 5 A.

(Roband Electronics Ltd., Charmwood Works, Charmwood Horley, Surrey Inghilterra).

Pressa automatica di alta qualità per circuiti stampati

Una pressa da 100 tonnellate, concepita per la laminazione di circuiti stampati a strati multipli, è caratterizzata da una eccezionale uniformità di riscaldamento e raffreddamento delle piattine, secondo quanto asserito dalla ditta costruttrice britannica (Daniels Hamilton Ltd, Bath Road, Stroud, Gloucestershire, Inghilterra).

Queste piattine possono trattare circuiti fino ad un massimo di 500 mm². È stata dedicata particolare attenzione a rispettare i necessari severi requisiti di parallelismo.

La macchina viene offerta normalmente come modello a due luci diurne; il complesso del tavolo centrale include due piattine raffreddate ad acqua e riscaldate elettricamente per il comando separato della temperatura impartita ai circuiti stampati, che vengono laminati in ciascuna luce diurna. Il complesso del tavolo centrale è inoltre controbilanciato idraulicamente per garantire l'uniformità di pressione.

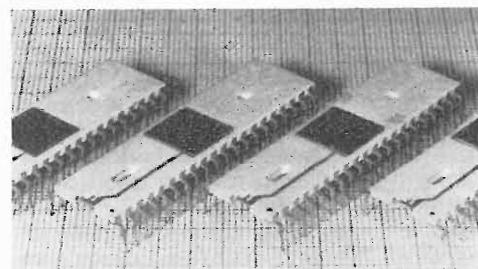
Il comando idraulico della pressa è realizzato in modo tale che si può adoperare un sistema di pressione a due stadi con un campo di pressione di contatti da 1 a 7,6 tonnellate e un campo di pressione di laminazione da 2,5 a 100 tonnellate.

Come alternativa, si può utilizzare una pressione di laminazione diretta di 2,5 tonnellate.
La macchina è fornita di un comando automatico, dal caricamento del laminato nella pressa al completamento del ciclo operativo. Sono previsti temporizzatori per introdurre la pressione di laminazione dopo una pressione di contatto prestabilita e per raffreddare ad acqua le piattine. Dopo il raffreddamento, anche lo spurgo delle piattine mediante aria è comandato a tempo.

Tutti i comandi sono montati su una console, che è parte integrante della macchina. Spie luminose indicano i vari stadi del processo.

● ● ●

Picoamperometro lineare e generatore di corrente di tipo portatile

Uno strumento portatile e compatto, che unisce in sè le funzioni di un picoamperometro lineare e di un generatore di corrente per misurare o per generare corrente continua positiva o negativa nell'intervallo da $1,2 \times 10^{-10}$ A fondo scala a 12 mA fondo scala, è stato messo a punto dalla ditta britannica Cocknell Electronics (Weymoot-Dorsey).
Come picoamperometro lo strumento viene commutato sul modo « misurare » in cui funziona come un amplificatore a terra virtuale, richiedendo meno di 50 microvolt per raggiungere la posizione di fondo scala. Un commutatore a 24 posizioni copre l'intervallo in stadi di semi-decadi. È prevista un'uscita supplementare per un misuratore esterno per permettere di effettuare misurazioni di tensione sul dispositivo in prova.
Gli errori sulla intera deflessione della scala vanno da appena $\pm$ 3% nelle portate di corrente più basse a $\pm$ 0,3% nelle portate superiori. Le stabilità corrispondenti vanno da $\pm$ 1%/anno a $\pm$ 0,1%/anno. La corrente residua è inferiore a $\pm 2 \times 10^{-14}$ A.
Lo strumento ha le dimensioni seguenti: altezza 146 mm, larghezza 430 mm, profondità 254 mm. Pesa soltanto 5,2 kg.
Sono disponibili a richiesta raccordi a transistori e un raccordo del generatore a rampa.

Firmato, prodotto e consegnato

La SGS, Società Generale Semiconduttori, informa di avere in corso con la Olympia Werk AG forniture, per grosse quantità di produzione industriale, della sua nuova serie completa di circuiti integrati MOS per calcolatori da tavolo. Tale serie, sviluppata appositamente per l'Olympia, viene montata sui calcolatori della ditta tedesca nello stabilimento di Braunschweig che è il più moderno impianto del genere esistente in Germania. Questo calcolatore da tavolo stampante a 13 cifre è uno dei primi ad essere stato progettato e sviluppato completamente in Europa, facendo uso dei dispositivi MOS ad elevato livello di integrazione (LSI). Esso è stato presentato dalla Olympia alla fiera di Hannover 1971.

Il valore dei MOS ordinati per il primo anno è un milione di dollari, cifra che dà la misura del successo con cui la SGS ha concluso il suo lavoro.

Con questo successo la SGS si colloca sicuramente fra i « leaders » Europei dello sviluppo e della produzione dei circuiti integrati MOS.

Infatti la SGS con la sua lunga esperienza e con i notevoli impianti di cui sono dotati i suoi laboratori di ricerca di Agrate, è in grado di offrire capacità di progettazione molto avanzate (CAD = progettazione automatica con calcolatore, fabbricazione automatica delle maschere ecc.) e tecnologie d'avanguardia a tutti quei clienti che cercano le più moderne soluzioni per i loro problemi circuitali.

Oltre ai circuiti integrati progettati appositamente su istruzioni dei clienti, la SGS dispone di un vasto catalogo di dispositivi standard o semistandard che vengono offerti a prezzi competitivi e per pronta consegna.

Tecnica digitale Grundig

Nella strumentazione per l'impiego nei collaudi, nell'allestimento dei quadri di distribuzione, di controllo e di misura, si nota frequentemente che l'equipaggiamento misto di strumenti di quadro e di contatori elettronici presenta delle difficoltà a causa della differenza nelle dimensioni. Recentemente per questo campo di applicazioni, è stato studiato il sistema DIGITACH. Con questo sistema tutti gli apparecchi corrispondono nelle loro dimensioni alle norme per gli apparecchi da quadro DIN 43700. I contatori vengono forniti nelle dimensioni di 144 × × 72 mm e gli indicatori di preselezione nelle dimensioni di 72 × 72 mm con intelaiatura ristretta. Risulta quindi possibile, senza dover ricorrere ad adattamenti meccanici, un equipaggiamento misto di apparecchi da quadro adottando strumenti analogici e digitali e si può così mantenere l'usuale disposizione a vantaggio anche dello spazio. Tutti i contatori del sistema DIGITACH sono strumenti ad una sola funzione, per cui si possono avere strumenti unitari pregevoli che si distinguono per un impiego semplice. I contatori si possono equipaggiare con indicatori di valore nel codice BCD 1-2-4-8 oppure con indicatori di preselezione con avvisatori di valore limite. I contatori hanno i seguenti dati in comune:

Indicazione a 4 posti, altezza delle cifre 16 mm.

Pausa di misura da 0,6 a 6 s regolabile con continuità e con possibilità di sganciamento esterno.

Livello del sincro ± 1 V regolabile. *Campo di temperature*: 0 ... 50°.

Alimentazione: 220 V ± 10 %, 50 Hz, ca. 10 VA.

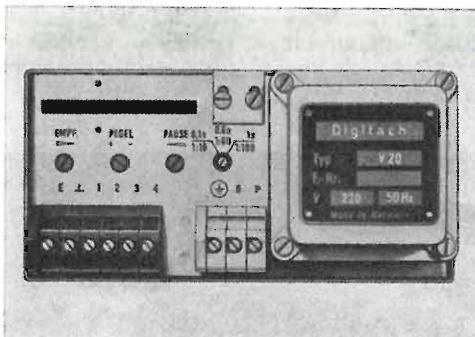
Le connessioni vengono effettuate mediante morsettiere sulla parte posteriore dell'apparecchio. L'esecuzione dello strumento soddisfa alle norme VDE 04 11.

Contatore di frequenze DIGITACH F20

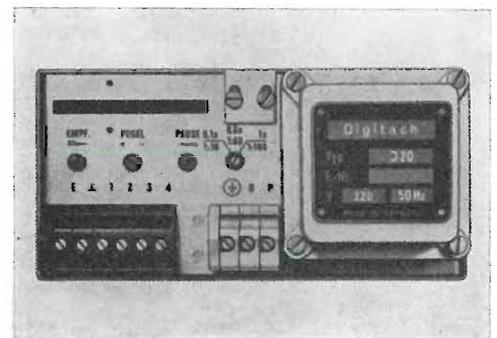
Contatore di frequenza DIGITACH F20 per la misura della frequenza e del numero dei giri. In collegamento con il convertitore analogico-digitale sono possibili anche misure di tensioni continue.

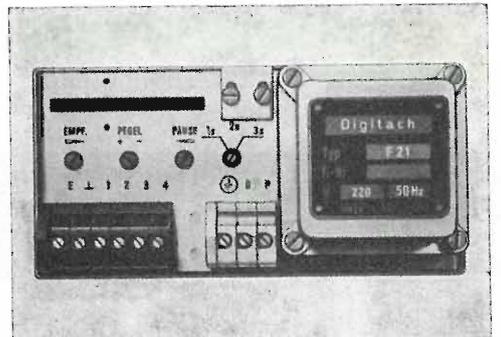
Dati speciali: Gamma di frequenze 0 ... 1 MHz. Sensibilità 100 mV$_{eff}$. Resistenza di entrata: ≥ 20 k Ohm. Base del tempo, frequenza della rete 50 Hz. Errore ca. 0,1 %. Tempo di misura 0,1/0,6/1 s.

Contatore di frequenze DIGITACH V20

Il contatore a rapporto DIGITACH V20, è un contatore per misure di rapporto di frequenze oppure di numero di giri (misure di « Slip »). *Dati speciali*: Rapporto di frequenze $F_1 : F_2$. Col fattore 10/60/100. Gamma di frequenze 0 ... 1 MHz. Sensibilità canale I come per F20, canale II 5 ... 30 V$_{pp}$. Resistenza di entrata ca. 1 kΩ.

Contatore di impulsi DIGITACH J20

Il contatore di impulsi DIGITACH J20 può funzionare in collegamento con l'avvisatore del valore limite Gr20 come contatore di preselezione. Numero delle preselezioni 2, estensibile. *Dati speciali*: Massima frequenza di conteggio: 1 MHz. Sensibilità di entrata: 100 mV$_{eff}$. Impedenza: ≥ 20 K Ohm. Sganciamento: po-

sizione di start-stop e di zero con segnale positivo ≥ 5 V, oppure con chiusura del contatto. A tale scopo e per alimentare gli opportuni indicatori, ai terminali 3 e 4 sulla parte posteriore dell'apparecchio sono disponibili + 10 V/100 mA = e − 10 V/100 mA =.

Frequenzimetro DIGITACH F21

Il frequenzimetro DIGITACH F21 è particolarmente studiato per la misura del numero dei giri dei motori endotermici. In unione con l'avvisatore di valore limite è possibile effettuare il controllo di un determinato campo di giri sul banco di

collaudo. *Dati speciali*: Campo di frequenza 0 ... 1 MHz. Sensibilità 100 mV$_{eff}$. Resistenza di entrata ≥ 20 k Ohm. Base del tempo: frequenza della rete 50 Hz. Errore ca. 0,1 %. Tempo di misura 1/2/3 s ossia indicazione diretta di 10 : 10 giri/min in motori da 8/6/4 cilindri. Con semplice cambio di ponticello è possibile anche 1/6/10 s.

Nuovi condensatori al tantalio ad elettrolito solido, incapsulati in resina.

La General Instrument Europe ha potenziato le proprie linee di produzione di condensatori al tantalio ad elettrolito solido, in special modo per quanto riguarda la serie MT incapsulata in resina epossidrica.
La serie MT prodotta in due tipi del diametro di mm 3,6 e di mm 5 è particolarmente indicata per applicazioni nel campo delle radiocomunicazioni, nei calcolatori ed in ogni altra apparecchiatura industriale di alto livello qualitativo.

Il fattore di dissipazione dei condensatori della serie MT è inferiore al 6% e la gamma di temperature entro la quale possono funzionare va da – 55° C a + 85° C, con il vantaggio di un costo notevolmente inferiore rispetto ai condensatori di tipo analogo incapsulati in metallo. La resina epossidrica usata nella produzione di questi condensatori è infatti immune da ogni corrosione elettrolitica.

Il loro valore di capacità varia da 0,068 a 47 µF, ad una tensione da 6 a 50 Volt.

Nuovi condensatori al tantalio in contenitori di plastica della General Instument Europe. Sono disponibili nella serie MTA da 0,068 a 6,8 µF e nella serie MTB da 1,2 a 56 µF, entrambe da 6 a 50 Volt.

DIMENSIONS

SERIES		L	D_1	D_2
MTA	mm	10.0	3.6	0.51
	inches	0.399	0.142	0.020
MTB	mm	14.2	5.0	0.51
	inches	0.560	0.197	0.020

Nuovo rivelatore di interferenze radio

Un nuovo misuratore VHF portatile transistorizzato, dei disturbi e delle interferenze radio — denominato Tipo 31 A — è stato realizzato dalla Eddistone Radio, una divisione della Marconi Communications Systems, da un progetto del British Post Office. L'apparecchio garantisce una più chiara ricezione nelle bande sovraffollate delle trasmissioni televisive e radio e per comunicazioni, individuando e localizzando le sorgenti di interferenze — che possono essere provocate dall'uso di motori elettrici e a micro-onde ed apparecchiature radio nell'industria — e permettendo quindi di ridurer le sorgenti di disturbi a livelli ac-

cettabili. Queste interferenze involontarie potrebbero causare gravissimi inconvenienti nel caso dovessero rendere difficili le comunicazioni con aerei, navi o servizi di emergenza.

● ● ●

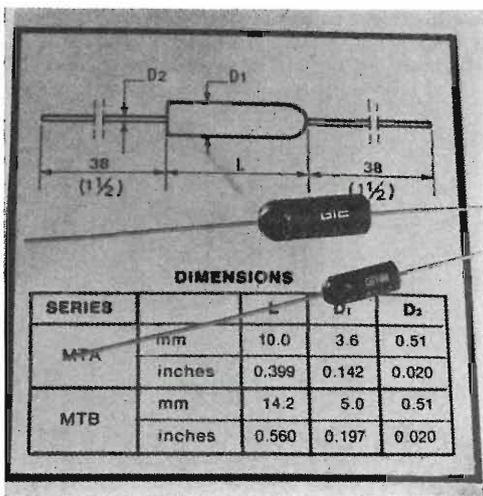
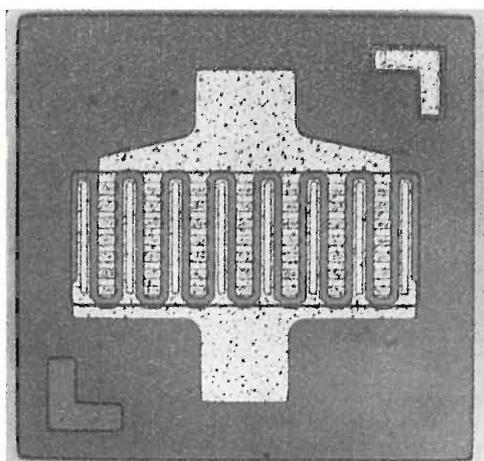
TBA641 - Amplificatore audio di potenza

I laboratori della SGS, Società Generale Semiconduttori hanno progettato e passato alla produzione un nuovo amplificatore di potenza con elevata corrente di uscita (2,5 A), il TBA641.
Il TBA641 che può fornire una potenza massima di quasi 5 W, può essere alimentato con tensioni da 6 a 18 V, ha una

bassa corrente di riposo (16 mA a V_{cc} = 14 V), centratura automatica del punto di lavoro, accoppiamento diretto dell'ingresso, bassa tensione di rumore (3,4 µV a R_s = 22 KΩ - BW = 10 KHz – – V_c = 14 V) ed elevata reiezione al « ripple » di alimentazione.
Queste caratteristiche rendono il TBA641 adatto per radio portatili di alta qualità, registratori, giradischi, televisori, autoradio, sistemi interfonici ed in molte applicazioni industriali ove si richieda compattezza, facilità di montaggio, ripetibilità ed alta affidabilità. Un'applicazione tipica con alimentazione a 9 V permette di ottenere una potenza di uscita di 2,2 W con altoparlante da 4 Ω.
Esso viene offerto in due tipi di contenitori in plastica a 14 piedini, di cui uno con dissipatore esterno.

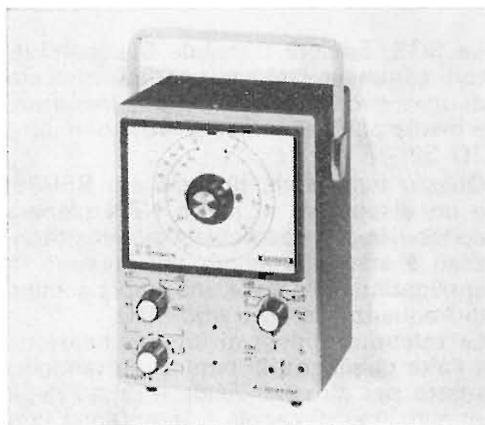
● ● ●

Transistore per alte frequenze

La SGS, Società Generale Semiconduttori annuncia l'immissione sul mercato di un nuovo transistore per alte frequenze e media potenza in contenitore metallico TO-39.
Questo transistore, denominato BFR36, è un dispositivo al silicio NPN planare epitassiale con geometria a più emettitori. Esso è stato progettato per impiego in applicazioni CATV per una ampia gamma di frequenze da 40 a 860 MHz.
Le ottime proprietà di intermodulazione e l'alto guadagno di potenza lo rendono adatto per gli stadi finale e pilota degli amplificatori di canale o di antenna con

elevata potenza di uscita.
È possibile ottenere una tensione di uscita da 2 a 3,3 V_{eff} su 75 Ω, come si può vedere dalla tabella allegata, con i kits per i diversi canali.
Il BFR36 è indicato per parecchie applicazioni industriali e professionali in alta frequenza, dove è richiesta una bassa distorsione di intermodulazione capacità di operare con forti correnti ed una risposta in frequenza piatta in funzione della corrente di collettore. Infatti la fT tipica è 1,3 GHz, Cre (a 15 V) 2,1 pF e la massima corrente di collettore è di 300 mA (valore di picco).

Canale	Tensione di uscita (V_{eff} su 75 Ω a d_{im} = − 30 dB)	Guadagno di potenza (dB)	Stadio finale	Pilota	III stadio	II stadio	I stadio
61 a 68 MHz	3.3	50	BFR36	—	—	—	BFR37
200 a 207 MHz	3.3	60	BFR36	BFR37	—	BFR38	BFR38
510 a 517 MHz	2.5	55	BFR36	BFR37	BFR37	BFR38	BFR38
742 a 750 MHz	2.0	45	BFR36	BFR37	BFR37	BFR38	BFR38

Generatore per basse frequenze TG20

Generatore RC portatile completamente transistorizzato per la gamma di frequenza da 10 Hz a 1 MHz. Piccole variazioni di frequenza e di ampiezza, bassa distorsione. Apparecchio universale per misure su bassa frequenza e per il « Service ».
Gamme di frequenza: da 10 Hz a 120 Hz, da 100 Hz a 1,2 kHz, da 1 kHz a 12 kHz, da 10 kHz a 120 kHz, da 100 kHz a 1 MHz; incertezza di frequenza ± 3,5 % e del ± 5 % nella gamma da 10 a 100 Hz. Variazione della tensione di uscita in funzione della frequenza, 2 %. Partitore grossolano da 5 mV a 5 V in 5 scatti a decadi. Regolatore fine 1 : 10. Impedenza di uscita 200 Ω ± 2 % ‖ 25 pF.

● ● ●

Risonanzimetro TR30/TR300

Apparecchio funzionante a batterie, maneggevole, completamente transistorizzato per diversi impieghi nel « Service ». La gamma di frequenza del TR30 è compresa fra 40 kHz e 30 MHz, per il TR300 fra 0,4 MHz e 300 MHz ed è suddiviso in 8 campi (con bobine intercambiabili). Precisione di frequenza: ± 1,5 %. Modi di funzionamento: « E/B » ricevitore/controllo batterie, « G » Grid-dip, « W » ondametro ad assorbimento, « S » generatore di prova, modulato di ampiezza con 1 kHz. Grazie all'amplificatore con transistori ad effetto di campo, come ondametro possono venire rivelati anche piccoli segnali RF. Assieme ad un auricolare l'apparecchio può essere impiegato come ricevitore di ricerca.

● ● ●

Semitest I per la prova di transistori

Per la prova del funzionamento e delle caratteristiche statiche dei transistori PNP e NPN, dei diodi e dei raddrizzatori, il semitest I, come efficace strumento maneggevole, è adatto per il « Service ». Oltre alle prese a spina per i cavetti di prova, è provvisto di uno zoccolo per i più comuni tipi di semiconduttori. Funzionamento con 3 elementi di batteria a secco da 1,5 V, per es. Pertrix 244.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale
ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

---

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL.FAU S.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

20156 MILANO Via Pantelleria, 4

- SISTEMI AUTOMATICI DI COLLAUDO
- ELETTRONICA INDUSTRIALE
- ELETTRONICA DIDATTICA
- STRUMENTI DI MISURA

Telef. 391.267 391.268

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

PRESTEL s.r.l.
20154 - MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

SEB - Milano
Via Savona 97
Telefono 470 054

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

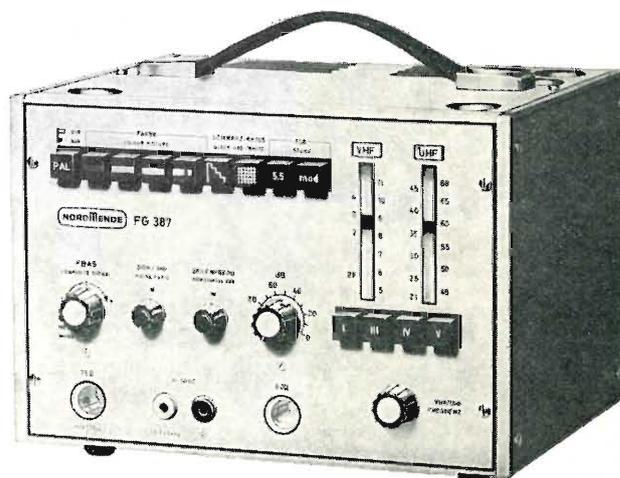
TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

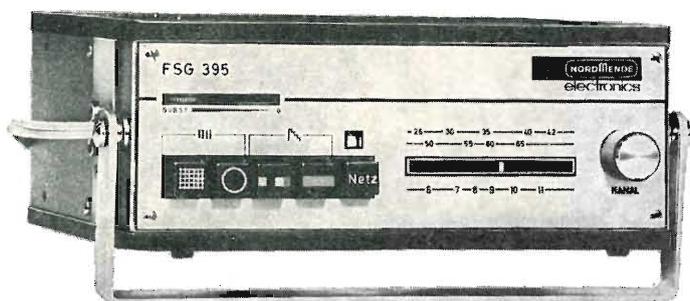
UNO STRUMENTO NUOVO PER UNA TECNICA MODERNA

Oltre 10.000 FG 387 venduti in Europa costituiscono la prova migliore della qualità NordMende Electronics

GENERATORE PER LABORATORIO TVC
tipo FG 387 (nuova esecuzione)

Sistema PAL/NTSC

- 6 barre cromatiche standard esattamente codificate in luminanza e crominanza
- 3 pagine di colore fondamentale miscelabili fra loro
- Reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 15 righe verticali
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz ± 10^{-5} generata a quarzo
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Frequenza di riga 15625 Hz (stabilità ± 10^{-3}) regolabile ± 4%
- Ampiezza sincronismi regolabile dal 20 al 160% (75/5÷75/40)
- Scala dei grigi composta da 6 barre esattamente codificate in luminanza
- Segnale video composito completo regolabile max ± 1,3 Vptp su 75 Ohm
- Portante Audio 5,5 MHz ± 0,1 % (disinseribile)
- Modulazione FM 1 kHz (disinseribile)
- Portante HF modulata con linearità migliore dello 0,5%
- Frequenza HF selezionabile in FI - bande I - III - IV e V
- Tensione HF di uscita regolabile da ~ 1 µV a > 10 mV (80 dB)
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 18 VA
- Dimensioni 240 x 160 x 195 mm.
- Peso 4,5 kg.

.....e per la taratura visiva del TVC

GENERATORE PER SERVICE TVC
tipo FSG 395

- Barre di colore +(R-Y) 90°; —(R-Y)±270°; +(B-Y) 360°; —(B-Y) 180°; Precisione ± 2,5°
- Contenuto costante di luminanza: 20 %
- Superfice grigia per il controllo e taratura visiva di tutte le funzioni cromatiche del TVC
- Superfice rossa: per verifica purezza colore
- Reticolo costituito da 10 righe orizzontali ed 11 righe verticali
- Possibilità di ottenere separatamente le righe verticali od orizzontali
- Raster a punti con 2 cerchi elettronici
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz ± 10^{-5} generata a quarzo
- Frequenza di riga: 15.625 Hz ± 3 · 10^{-3}
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Scala dei grigi costituita da 12 barre di eguale ampiezza dal bianco al nero
- Uscita segnale video composito completo 1 Vptp su 1 kOhm
- Audio a richiesta 5,5 MHz±0,1% Mod 1 KHz
- Uscita portante RF su 240 Ohm
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 8 VA
- Dimensioni 195 x 80 x 160 mm.
- Peso 3 kg.

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi, Commutatori elettrici, Vobulatori, Multimetri, Voltmetri elettronici e digitali Generatori BF - HF, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

È disponibile la pubblicazione: « Impiego pratico del generatore di barre di colore ». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta Ing. OSCAR ROJE

20147 Milano - Via S. Anatalone, 15
Tel. 415.41.41/2/3

00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

Mod. 147

SIGNAL TRACER MULTIPLO EICO

Uno strumento professionale estremamente utile per il servizio di riparazione radio-TV-FM. Il 147 è stato studiato dai tecnici della EICO per conseguire la massima versatilità e facilità di impiego.

CARATTERISTICHE: Valvole impiegate: 1-12AX7 come doppio triodo amplificatore, 1-6AQ5 amplificatrice di potenza a fascio, 1-1629 occhio magico, 1-6X4 raddrizzatrice, 1-1N48 diodo al germanio come rettificatore per wattmerto - **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz - **Dimensioni:** altezza 204 mm, larghezza 254 mm, profondità 120 mm - **Peso:** 4,5 kg.

Mod. 324

GENERATORE DI SEGNALI RF

Impiegato per l'allineamento ed il signal tracing di TV a colori e in bianco e nero, per ricevitori AM-FM o apparecchi ricetrasmittenti e in tutte quelle applicazioni ove sia richiesta una portante RFmodulata o no, di frequenza compresa tra 150kHz e 435 MHz.

CARATTERISTICHE: Gamma di Frequenza RF d'uscita: da 150 kHz a 145 MHz in fondamentale in 6 gamme, da 111 a 435 MHz su armoniche calibrate - **Precisione di taratura quadrante di sintonia:** ± 1,5% - **Attenuazione RF ampia:** in due scatti di circa 20 dB; **Attenuazione RF fine:** da 0 al massimo senza soluzione di continuità - **Frequenza interna di modulazione audio:** 400 Hz - **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz, 8 V.A. - **Dimensioni:** altezza 204 mm, larghezza 254 mm, profondità 121 mm - **Peso** 3,6 kg.

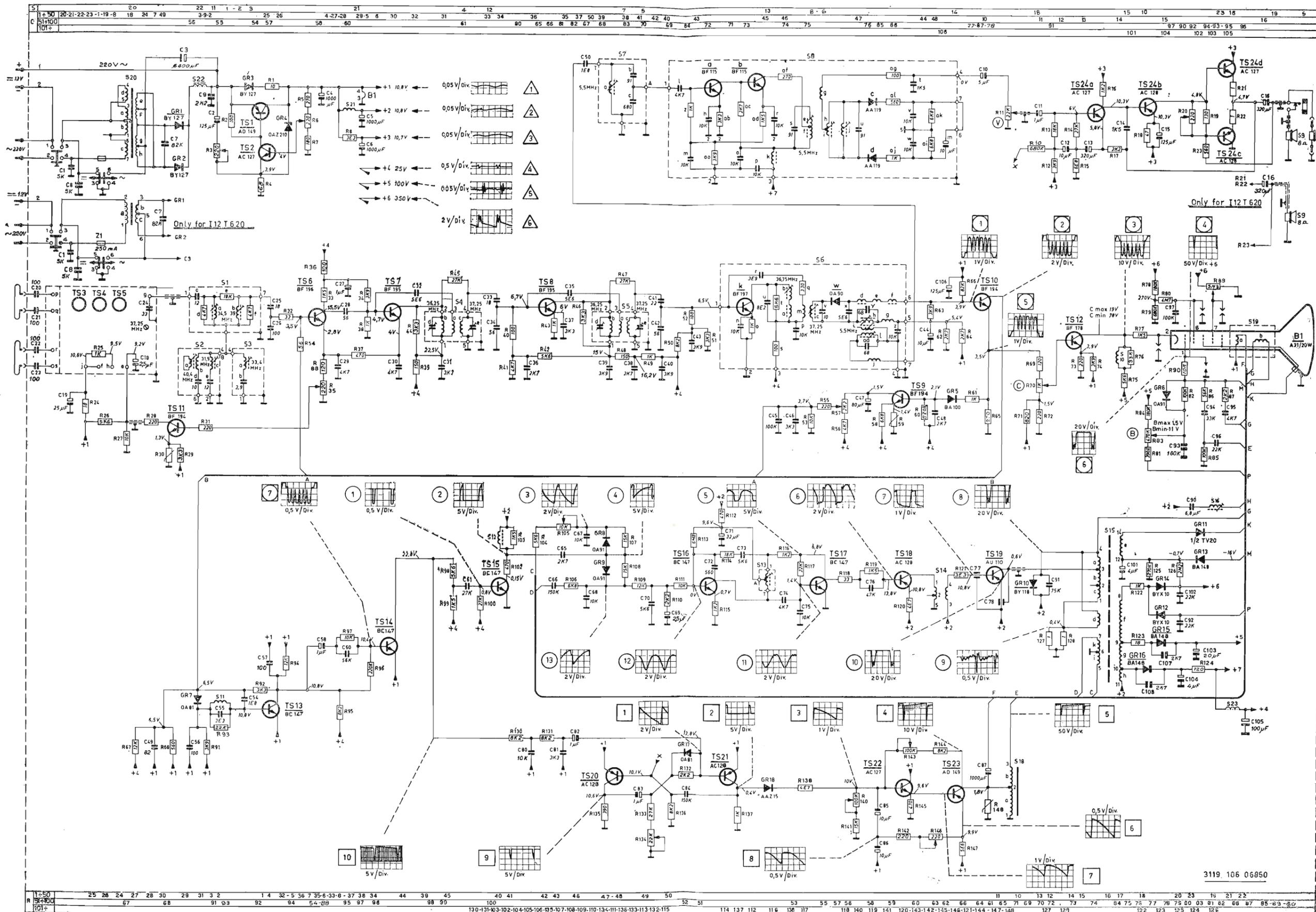
Mod. 377

GENERATORE DI SEGNALI AD ONDE SINUSOIDALI E QUADRE

Il generatore EICO Modello 377 è stato studiato espressamente per soddisfare le esigenze di attrezzatura del tecnico specializzato nel campo della Bassa Frequenza, dell'alta fedeltà, della radio e della televisione.

CARATTERISTIHE: Gamma di Frequenze: onde sinusoidali, da 20 a 200.000 Hz, in 4 gamme. Onde quadre, da 60 a 30.000 Hz (5% di inclinazione a 50 Hz, 5% di arrotondamento a 30.000Hz) - **Precisione di taratura:** ± 3% oppure 1 Hz, a seconda di valore maggiore - **Tensione di uscita:** 10 V ai capi di un carico (i 1.000 ohm (100 mW); la tensione di uscita si riduce ad 8 V ai capi di un carico di 500 ohm, ed aumenta a 14 V ai capi di un carico di 10.000 ohm o maggiore - **Distorsione:** minore dell'1% - **Rumore di fondo:** minore dello 0,4%, rispetto all'uscita nominale - **Valvole usate:** 2-6K6, 1-6SN7, 1-6SJ7, 1-6X5 ed 1 lampada da 3 W, tipo 3S6 - **Alimentazione:** 220 V C.A. 50 Hz, 50 W - **Dimensioni:** mm 181 x 282,5 x 193,5 - **Peso:** circa 6 Kg.

Archivio schemi

TV mod. I12 T 620 - X12 T 700

Schema elettrico del ricevitore di TV philips mod. I12 T 620 - X 12 T 700